



**Universitat Autònoma de Barcelona**

Treball Fi de Grau

Grau en Enginyeria Electrònica de Telecomunicacions

**SÍNTESI DE FILTRES DE MICROONES DE BANDA AMPLA MITJANÇANT  
*AGGRESSIVE SPACE MAPING***

David Eslava Sabaté

Directors: Ferran Martín Antolín i Jordi Selga Ruiz

*Departament d'Enginyeria Electrònica*

**Escola d'Enginyeria  
Universitat Autònoma de Barcelona**

Bellaterra, Juliol de 2014





El sotasignants, *Ferran Martín Antolín* i *Jordi Selga Ruiz*, Professors de l'Escola d'Enginyeria, de la Universitat Autònoma de Barcelona,

**CERTIFIQUEN:**

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Treball Fi de Grau ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *David Eslava Sabaté*.

I, perquè consti a tots els efectes, signen el present certificat.

Signatures:

*Ferran Martín Antolín*

*Jordi Selga Ruiz*

Bellaterra, Juliol del 2014.



## AGRAÏMENTS

---

Vull agrair a Ferran Martín i Jordi Selga haver depositat confiança en mi i haver-me donat l'oportunitat de treballar en camps tan interessants de l'enginyeria de microones, així com el seu suport, consells, ensenyances, ajuda, disponibilitat i paciència per a resoldre tots els meus dubtes.

D'igual manera també vull agrair a la meva família i amics per la seva comprensió i afecció durant aquests quatre anys de carrera.



# ÍNDEX DE CONTINGUTS

---

<b>1. MOTIVACIÓ I OBJECTIUS .....</b>	<b>1</b>
<b>1.1. Estructura de la memòria.....</b>	<b>2</b>
<b>2. INTRODUCCIÓ ALS FILTRES.....</b>	<b>3</b>
<b>2.1. Disseny de filtres de microones .....</b>	<b>3</b>
2.1.1. Introducció a l'enginyeria de microones.....	7
2.1.2. Introducció a la tecnologia Microstrip .....	8
2.1.3. Les transformacions de Richard i Kuroda.....	10
2.1.4. Filtres passa banda .....	14
2.1.5. Ressonadors $\lambda/2$ i $\lambda/4$ .....	16
2.1.6. Filtres passa/elimina banda amb inversors d'immitàncies .....	18
2.1.7. Filtres passa banda o elimina banda utilitzant línies i stubs de lambda quarts.....	19
<b>2.2. Tecnologia UltraWide Band (UWB).....</b>	<b>20</b>
2.2.2. Filtres passa alts distribuïts òptims .....	22
2.2.3. Filtres UWB.....	25
<b>3. ALGORITMES ASM .....</b>	<b>27</b>
<b>4. ALGORITME ASM PEL FILTRE UWB.....</b>	<b>33</b>
4.1. Algoritme d'optimització de la impedància i longitud elèctrica d'una línia de transmissió .....	35
4.2. . Algoritme d'optimització de la impedància i longitud elèctrica d'un stub acabat en curtcircuit.....	39
<b>5. RESULTATS .....</b>	<b>41</b>
5.1. Proves d'optimització d'stubs sobre diferents substrats. ....	41
5.2. Proves sobre el programa de síntesi i optimització del filtre UWB. ....	42
<b>6. CONCLUSIONS .....</b>	<b>51</b>
<b>7. ANNEX.....</b>	<b>53</b>
7.1. Matlab i ADS momentum.....	53
7.2. Interfície gràfica .....	53
<b>REFERÈNCIES .....</b>	<b>55</b>
<b>RESUM .....</b>	<b>60</b>





# ÍNDIX DE FIGURES<sup>1</sup>

Figura 1: (a) Prototipus passa baixos començant per condensador. (b) Prototipus passa baixos començant per inductància.....	5
Figura 2: Comparació de les respostes d'un filtre passa baixos d'ordre 4.....	6
Figura 3: (a) Geometria d'una línia implementada amb tecnologia Microstrip.(b) Tall transversal i esbós de les línies de camp elèctric i magnètic. ....	8
Figura 4: Transformacions de Richard.....	12
Figura 5: Les 4 identitats de Kuroda.....	12
Figura 6: (a)Prototipus filtre passa baixos d'elements discrets. (b)Utilitzant les transformacions de Richard per convertir inductàncies i capacitats a stubs sèrie i paral·lel. (c)Aplicant la segona identitat de Kuroda (Figura5(b)). (d)Després de l'escalat en impedància. (e)Fabricació Microstrip del filtre final. ....	14
Figura 7: Respostes del filtre passa baix amb elements discrets i distribuïts. ....	14
Figura 8: Resposta Chevyshev per a un filtre passa banda. ....	15
Figura 9: Funció $\tan(\beta l)$ i equivalència dels ressonadors amb els stubs corresponents. (imatge extreta de [3]). ....	16
Figura 10: Ressonador LC paral·lel amb diferents pendents de susceptància.....	17
Figura 11: Inversor d'impedància i admitància. ....	18
Figura 12: Filtre passabanda implementat amb inversors (a)d'impedàncies,(b)d'admitàncies. ....	19
Figura 13: Inversor de $\lambda/4$ . ....	19
Figura 14: Filtre passa banda implementat amb stubs de $\lambda/4$ . ....	19
Figura 15: Filtre elimina banda implementat amb stubs de $\lambda/4$ . ....	20
Figura 16: Freqüències utilitzades per diversos sistemes vs. el soroll. ....	20
Figura 17: Sistema UWB: (a) Transmissor, (b) Receptor. ....	21
Figura 18: (a) Filtre passa alts òptim implementat amb stubs. (b) Resposta típica d'un filtre passa alts òptim.....	23
Figura 19: EBG (a) Equivalent circuital. (b) Layout. (c) Resposta a la simulació elèctrica i electromagnètica. ....	26
Figura 20: (a)Il·lustració d'un exemple de l'espai coarse. (b)Il·lustració d'un exemple de l'espai fine. (c) Il·lustració de l'objectiu del SM. ....	28
Figura 21: Il·lustració de l'objectiu del SM.(imatge extreta de [7]).....	29
Figura 22: Diagrama de flux de l'algoritme ASM. Els passos corresponents al càlcul inicial de la geometria, la solució electromagnètica i l'extracció de paràmetres estan indicats amb línia dispersa, línia continua gruixuda i línia de punts respectivament.....	31
Figura 23: Diagrama de flux del programa d'optimització de filtres.....	35
Figura 24: Diagrama de flux de l'algoritme ASM d'optimització de la impedància i longitud per a aquest cas.....	38
Figura 25: (a) Error $\beta l$ . (b) Error $Z_0$ .....	41
Figura 26: (a) Error $\beta l$ . (b) Error $Z_0$ .....	42
Figura 27: (a) Error $\beta l$ . (b) Error $Z_0$ .....	42
Figura 28: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=3.1$ GHz ,BW=7.5 GHz i ordre 5. ....	43

<sup>1</sup> La majoria de les figures han estat extretes de [1] i [2]

Figura 29: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=3.1$ GHz, BW=7.5 GHz i ordre 11.....	43
Figura 30: Filtre implementat sobre un substrat RO3003, $h=0.13$ mm i $\epsilon_r=3$ , amb $f_{c_1}=3.1$ GHz BW=6.5 GHz i ordre 7.....	44
Figura 31: Filtre implementat sobre un substrat RO3010, $h=1.27$ mm i $\epsilon_r=12.5$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5. ....	44
Figura 32: Filtre implementat sobre un substrat RO4003, $h=0.8128$ mm i $\epsilon_r=3.55$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.....	45
Figura 33: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.675$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 6.....	45
Figura 34: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.....	45
Figura 35: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5. ....	46
Figura 36: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.....	46
Figura 37: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat RO3010, $h=1.27$ mm i $\epsilon_r=10.2$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.....	47
Figura 38: Filtre implementat sobre un substrat RO3010, $h=1.27$ mm i $\epsilon_r=10.2$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5. ....	47
Figura 39: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat RO4003, $h=0.8128$ mm i $\epsilon_r=3.55$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.....	48
Figura 40: Comparació del filtre fabricat amb RO3010 i RO4003C, part superior i inferior de la imatge respectivament. ....	48
Figura 41: Filtre implementat sobre un substrat RO4003, $h=0.8128$ mm i $\epsilon_r=3.55$ , amb $f_{c_1}=1.4$ GHz BW=4.4 GHz i ordre 5. ....	48
Figura 42: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=3.1$ GHz ,BW=7.5 GHz i ordre 5. ....	49
Figura 43: Filtre implementat sobre un substrat Arlon, $h=0.49$ mm i $\epsilon_r=2.4$ , amb $f_{c_1}=3.1$ GHz ,BW=7.5 GHz i ordre 5.....	49
Figura 44: (a)Interfície gràfica 1, definició del substrat. (b) Interfície gràfica 2, definició i obtenció dels valors del filtre i resultats de les optimitzacions intermèdies. (c)Finestra emergent al final de la optimització comparant la resposta ideal del filtre amb la simulació electromagnètica del filtre sintetitzat.....	54

# 1. MOTIVACIÓ I OBJECTIUS

---

Al llarg del temps s'han fet molts esforços per reduir les dimensions dels circuits de comunicacions. Això, dona lloc a nous tipus d'estructures que requereixen un pesat procés de disseny, basat, molts cops, en l'experiència dels dissenyadors.

Normalment, l'etapa de disseny de filtres i altres circuits orientats a microones comporten un alt percentatge del temps total d'implementació. Donat que les equacions en aquest camp de l'enginyeria són aproximacions, un cop dissenyat el sistema en qüestió sempre es tendeix a optimitzar manualment, modificant les dimensions del *layout* i fent simulacions electromagnètiques (EM) per ajustar-lo.

En el present projecte, es planteja conèixer els diferents filtres de microones per poder desenvolupar un algoritme que permeti el seu disseny automatitzat.

La idea principal és que el temps de disseny, fins ara alt i amb gran requeriment de coneixements i experiència en el camp de les microones, s'automatitzarà de manera que un usuari pugui introduir les especificacions d'un filtre en un determinat programa, i aquest sintetitzi el filtre de manera totalment automàtica, generant un fitxer que s'obrirà amb *ADS (Advanced Design System)*, a partir del qual es podran aplicar les màscares corresponents o modificar de manera que ja es pugui començar el procés de fabricació escollit. Aquest filtre sintetitzat de manera automàtica, disposaria d'unes dimensions òptimes per a proporcionar una resposta semblant a la que s'obté amb les simulacions elèctriques teòriques ideals.

Una de les tècniques d'optimització més utilitzades en l'enginyeria de radiofreqüència i les microones, és l'Aggressive Space Mapping (ASM). Aquesta tècnica permet treure profit de l'alta velocitat dels simuladors de circuits combinada amb la exactitud dels simuladors electromagnètics dels que es disposen actualment.

Per poder arribar a aquest objectiu, són indispensables alguns requisits previs que també formen part dels objectius:

- Conèixer les estructures dels filtres de microones, en especial el filtre que s'utilitza per les tecnologies *Ultra-Wide Band*, UWB.
- Conèixer el mètode d'optimització ASM necessari per poder realitzar el codi i optimitzar el disseny.

Finalment, els objectius principals del projecte seran:

- Implementar un codi que sigui capaç d'aconseguir el filtre optimitzat de manera automàtica des d'unes especificacions inicials.
- Comprovar l'eficàcia del codi generat i comparar-lo amb els resultats teòrics per verificar el funcionament correcte.

## **1.1. Estructura de la memòria**

Aquesta memòria es compon de sis capítols, i s'estructuren de la manera següent:

*Capítol 2. Introducció als filtres:* s'introdueixen els filtres en general, es presenta una breu introducció a l'enginyeria de microones i a la tecnologia Microstrip. Seguidament, s'expliquen diverses tècniques de disseny i implementació de filtres de microones. El capítol finalitza amb una breu introducció a la tecnologia UWB, i l'explicació del disseny i característiques dels filtres que es basen en aquesta tecnologia.

*Capítol 3. Algoritmes ASM:* es presenta la tècnica d'optimització de circuits planars de microones mitjançant *Aggressive Space Mapping*, per tal d'obtenir uns coneixements previs per a poder aconseguir l'objectiu principal del projecte.

*Capítol 4. Algoritme ASM pel filtre UWB:* es presenta l'estructura general del codi implementat per a la síntesi i optimització del filtre UWB de Levy.

*Capítol 5. Resultats:* es mostren alguns exemples dels resultats obtinguts gràcies al codi elaborat al capítol anterior, comprovant l'eficàcia del mateix.

*Capítol 6. Conclusions:* aquest capítol tanca el projecte remarcant els principals resultats obtinguts durant la realització del mateix i plantejant possibles línies futures.

## 2. INTRODUCCIÓ ALS FILTRES

---

Uns elements clau en tots els dispositius de comunicacions són els filtres. Un filtre és un dispositiu de dos ports, la missió principal del qual és seleccionar/rebutjar una determinada banda freqüencial desitjada/no desitjada. És per això que existeixen diferents tipus de filtres, en funció de les bandes freqüencials que es desitgin eliminar, seleccionar o atenuar. Així, podem classificar-los en termes de la seva funció en quatre categories: filtres passa baixos, passa alts, passa banda i elimina banda.

Degut als objectius d'aquest projecte, en aquest capítol es presenten els filtres de microones, i en especial el filtre passa banda. A [1] i [2] es pot trobar tota la informació necessària per obtenir una versió més completa de la resta de filtres aquí esmentats.

### 2.1. Disseny de filtres de microones

Per a dissenyar el prototipus circuital de qualsevol filtre, es parteix del prototipus passa baixos.

La funció bàsica d'un filtre passa baixos és deixar passar un senyal d'un port a l'altre per sota d'una freqüència de tall especificada, i atenuar-lo per sobre d'aquesta.

#### Prototipus passa baixos

En general, el filtre prototipus passa baixos es defineix com el filtre el qual els seus valors estan normalitzats (resistència o conductància de la font igual a 1,  $g_0=1$ ; i la freqüència angular de tall igual a la unitat,  $\omega_c=1$  (rad/s), on  $\omega_c = 2\pi f_c$ ). Aquest prototipus es troba il·lustrat a la Figura 1(a) si el primer element és una capacitat, i a la

Figura 1(b) si es decideix que el primer element sigui una inductància (el comportament d'ambdós és equivalent).

Els valors normalitzats d'aquestes inductàncies i capacitats venen donades per les equacions (1) i (2), encara que també es poden trobar tabulats, un exemple es pot observar a la Taula 1. Aquestes equacions depenen de l'ordre del filtre, que es pot calcular amb (3) o (4) depenent de la resposta desitjada, i en el cas de la resposta Chebyshev, també de l'arissat a la banda de pas.

Càlcul d'elements normalitzats per a resposta Butterworth:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \text{ per } i = 1 \text{ a } n \\ g_{n+1} &= 1.0 \end{aligned} \quad (1)$$

Càlcul d'elements normalitzats per a resposta Chebyshev:

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_1 &= \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) \\ g_i &= \frac{1}{g_{i-1}} \cdot \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]} \text{ per a } i = 2, 3, \dots, n \\ g_{n+1} &= \begin{cases} 1.0 & \text{per a } n \text{ imparell} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{per a } n \text{ parell} \end{cases} \\ \beta &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \\ \gamma &= \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \end{aligned} \quad (2)$$

### Tipus de resposta

A la Figura 2 es pot observar una comparació gràfica dels tipus Butterworth i Chebyshev, pel cas concret d'un arissat de 3 dB.

Les respostes Butterworth i Chebyshev són les més comuns. Amb la resposta Butterworth s'obté una resposta plana a la banda de pas <sup>2</sup> però una banda de transició <sup>3</sup> menys abrupte. En canvi, la resposta Chebyshev té un cert arissat a la banda de pas però és més abrupte a la banda de transició.

<sup>2</sup> La banda de pas defineix el contingut freqüencial que es desitja seleccionar. En el cas ideal, és la zona a la qual els senyals no es veuran atenuats pel filtre. El marge freqüencial que conté la banda de pas es denomina ample de banda del filtre, que per al cas d'un filtre passa baixos coincideix amb la freqüència de tall.

<sup>3</sup> A la Figura 2 es pot observar com a partir de la freqüència angular de tall  $\omega_c$ , en aquest cas on la freqüència en la que el guany val -3dB, acaba la banda de pas i comença la de transició fins a la banda suprimida. La banda suprimida és la zona que en el cas ideal, el filtre ja no deixa passar cap component freqüencial.

En el cas de la Figura 2, es representa un Chebyshev de 3 dB d'arissat, per tant, la freqüència de tall coincideix a un guany de -3 dB amb el Butterworth, tot i que no necessàriament ha de ser sempre així. Per exemple, si l'arissat fos de 0.1 dB, la freqüència de tall estaria als -0.1 dB.

Per a un filtre passa baixos, el nombre de pics serà  $n/2$  on  $n$  és l'ordre del filtre. Per tant, a partir de la Figura 2, es podria deduir que es tracta d'un filtre d'ordre 4.

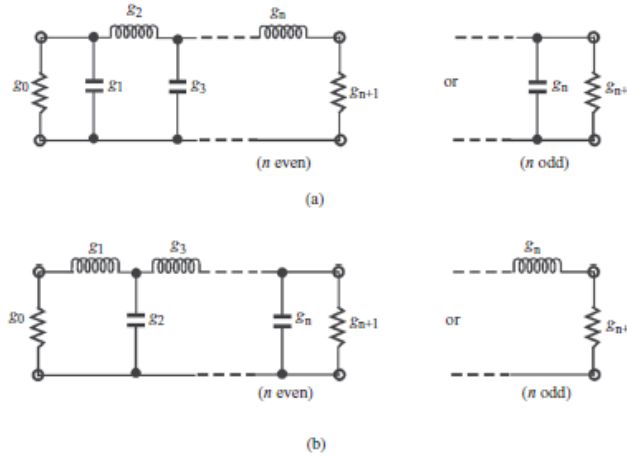


Figura 1: (a) Prototipus passa baixos començant per condensador. (b) Prototipus passa baixos començant per inductància.

$N$	3.0 dB Ripple										
	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$	$g_{11}$
1	1.9953	1.0000									
2	3.1013	0.5339	5.8095								
3	3.3487	0.7117	3.3487	1.0000							
4	3.4389	0.7483	4.3471	0.5920	5.8095						
5	3.4817	0.7618	4.5381	0.7618	3.4817	1.0000					
6	3.5045	0.7685	4.6061	0.7929	4.4641	0.6033	5.8095				
7	3.5182	0.7723	4.6386	0.8039	4.6386	0.7723	3.5182	1.0000			
8	3.5277	0.7745	4.6575	0.8089	4.6990	0.8018	4.4990	0.6073	5.8095		
9	3.5340	0.7760	4.6692	0.8118	4.7272	0.8118	4.6692	0.7760	3.5340	1.0000	
10	3.5384	0.7771	4.6768	0.8136	4.7425	0.8164	4.7260	0.8051	4.5142	0.6091	5.8095

Taula 1: Valors del prototip passa baixos per a Chebyshev de 3dB d'arissat ( $g_0 = 1.0$ ,  $\Omega_c = 1$ ,  $L_{Ar} = 3dB$  a  $\Omega_c$ ).

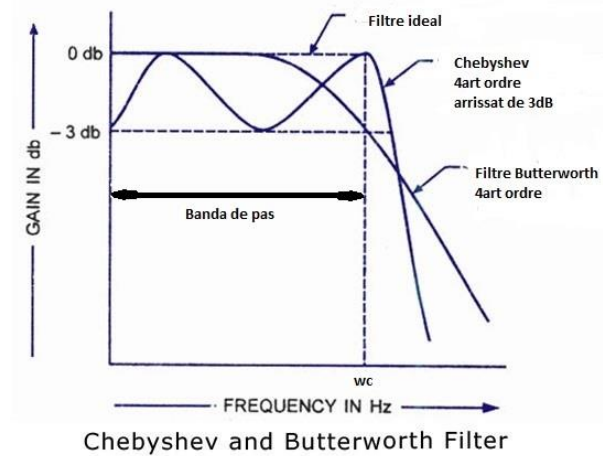


Figura 2: Comparació de les respostes d'un filtre passa baixos d'ordre 4.

### Ordre

El nombre d'elements reactius vindrà determinat per l'ordre del filtre,  $n$ . Quant més ordre, millor resposta però més cost i dimensions. L'ordre es determina segons l'atenuació que es necessita a una determinada freqüència,  $L_{AS}$ . Si aquesta freqüència és propera a la banda de pas i es necessita una atenuació gran, l'ordre mínim necessari serà gran. Això ve determinat per l'equació (3) per a Chebyshev i (4) per Butterworth.

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1 \cdot L_{AS}} - 1}{10^{0.1 \cdot L_{AR}} - 1}}}{\cosh^{-1} \cdot \Omega_s} \quad (3)$$

On  $L_{AR}$  és l'arrissat.

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1 \cdot L_{AS}} - 1)}{2 \log(\Omega_s)} \quad (4)$$

### Desnormalització dels elements del prototipus passa baixos

Si es disposa d'una resistència de càrrega, conductància de càrrega o freqüència de tall diferent a 1 es poden aplicar una sèrie de transformacions al filtre prototipus normalitzat per obtenir els valors dels elements. És a dir, desnormalitzar els elements normalitzats del prototipus per a la impedància i freqüència que es desitja.

En el cas de tractar amb una resistència  $R_0$  o conductància de càrrega  $G_0$  diferent a 1, els coeficients del filtre es veuran modificats tal que:

$$g_0 = R_0 ; L'_k = R_0 L_k ; C'_k = \frac{C_k}{R_0} ; g_{n+1} = R_0 \cdot R_{n+1} \quad (5)$$

En el cas de tractar amb una freqüència de tall  $\omega_c$  diferent a 1, els coeficients del filtre es veuran modificats tal que:



$$L'_k = \frac{L_k}{\omega_c} ; C'_k = \frac{C_k}{\omega_c} \quad (6)$$

En el cas de l'escalat de freqüència, els quocients resistius  $g_0$  i  $g_{n+1}$  no es veuen alterats.

De l'equació es dedueix que quant més alta és la freqüència de tall, més petits seran els valors dels components reactius.

### Pèrdues de retorn, RL

Un altre paràmetre important per tindre en compte al disseny de filtres són les pèrdues de retorn, que són les pèrdues de potència que experimenta el senyal, degut a la reflexió i retorn de part d'aquesta. Normalment és expressat en dB:

$$RL(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_i}{P_R} = 10 \log_{10} S_{11} \quad (7a)$$

De manera que aquest paràmetre a la banda de pas d'un filtre dóna una idea del grau de la qualitat del filtre. Quantes més pèrdues de retorn tingui, significarà que hi ha més transmissió en la mencionada banda de pas, que és el que interessarà sempre.

### Pèrdues d'inserció, IL

Es defineix com la pèrdua de potència del senyal resultant de la inserció d'un dispositiu en una línia de transmissió i normalment s'expressa en dB:

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_T}{P_R} = 10 \log_{10} S_{21} \quad (7b)$$

## **2.1.1. Introducció a l'enginyeria de microones**

El terme microones fa referència a senyals de freqüències entre 300 MHz i 300 GHz, amb una longitud d'ona d'entre  $\lambda = c/f = 1 \text{ m}$  i  $\lambda = 1 \text{ mm}$ , respectivament.

Degut a les altes freqüències, i curtes longituds d'ona, la teoria de circuits clàssica no es pot utilitzar directament per resoldre problemes de xarxes d'aquest rang, i s'ha de recórrer a les equacions de Maxwell per a caracteritzar el comportament del dispositiu operant en aquesta banda de freqüències.

Els components en microones són, sovint, elements distribuïts, on la fase d'una tensió o corrent varia al llarg de l'àrea del dispositiu degut a què les dimensions d'aquest són de l'ordre de la longitud d'ona ( $l \sim \lambda$ ).

Per tant, els filtres amb elements discrets com resistències, bobines o condensadors ja no són vàlids per a freqüències de microones i s'hauran d'implementar amb elements distribuïts.

Aquests elements distribuïts es poden implementar utilitzant diverses tecnologies. Microstrip, Coplanar i Stripline són les més utilitzades. En aquest projecte el filtre proposat s'implementa amb línies Microstrip que és una tecnologia planar fàcil d'implementar i de baix cost.

### 2.1.2. Introducció a la tecnologia Microstrip

Aquesta tecnologia consta d'una línia d'una tira conductora, d'amplada  $W$  i gruix  $t$ , situada sobre un substrat de material dielèctric de gruix  $h$  i constant dielèctrica relativa  $\epsilon_r$ , a la cara inferior del qual es troba un pla metàl·lic de massa. A la Figura 3(a) es mostra la geometria d'una línia Microstrip i a continuació a la Figura 3(b) un esbós de les línies de camp elèctric i magnètic.

La línia Microstrip constitueix una de les línies de transmissió planars més populars, doncs es pot fabricar fàcilment mitjançant tècniques fotolitogràfiques o de fressat. Així mateix, el caràcter obert d'aquesta estructura facilita la seva integració amb altres elements passius i actius de microones (per exemple condensadors, díodes, transistors...)

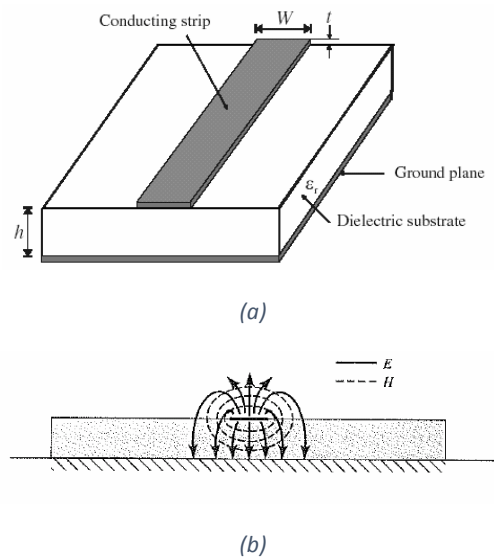


Figura 3: (a) Geometria d'una línia implementada amb tecnologia Microstrip. (b) Tall transversal i esbós de les línies de camp elèctric i magnètic.

No obstant això, aquest caràcter obert pot ocasionar problemes de radiació o de interferències electromagnètiques. Per minimitzar aquests efectes indesitjats, i inclús per protegir físicament el circuit, s'acostuma a cobrir el circuit amb una tapa metàl·lica superior (que se situa a una certa distància del substrat dielèctric).

En el cas de la línia Microstrip, al ser de caràcter obert i a diferència del que passa amb la línia Stripline, les línies de camp elèctric no estan totes contingudes al substrat dielèctric (una part d'aquestes línies es situa en la regió de l'aire, per sobre del substrat).

Per aquesta raó, el mode fonamental en una línia Microstrip no és una solució TEM pura<sup>4</sup>, el qual complica bastant els anàlisis rigorosos d'aquest tipus de línies.

No obstant, si  $h \ll \lambda$  (condició que sol complir-se a la pràctica), el mode fonamental de la línia Microstrip és una solució quasi-TEM (denominada així per tractar-se d'una solució molt semblant al mode TEM). També si s'utilitza un substrat dielèctric de permitivitat alta, el camp es confina casi totalment entre el pla de massa i la tira conductora, i es pot assumir que el mode es propaga en un mode quasi TEM.

Una solució TEM pura té el camp elèctric i magnètic transversals i la seva velocitat de propagació depèn només de les propietats del material, denominades permitivitat relativa  $\epsilon_r$  i permeabilitat relativa  $\mu_r$ .

La velocitat de fase per a Microstrip es pot expressar com :

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (8)$$

On  $\epsilon_{eff}$  és la constant dielèctrica efectiva de la línia Microstrip. Com que algunes de les línies de camp es propaguen en la regió dielèctrica i d'altres per l'aire, la constant dielèctrica efectiva satisfà la relació:

$$\epsilon_{aire} < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$$

On  $\epsilon_{aire} = 1$  i

$$\epsilon_{eff} = \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(12 \cdot \frac{h}{W}\right)}} \quad (9)$$

D'aquesta relació es pot deduir que  $\epsilon_{eff}$  depèn del gruix del substrat,  $h$ , i de l'amplitud del conductor,  $W$ .

### Amplada de la línia, $W$

En una línia Microstrip la relació  $W/h$  es pot calcular a partir de (10), (11), (12) i (13)

$$A = \left(\frac{Z_0}{60}\right) \cdot \sqrt{\left(\frac{\epsilon_r + 1}{2}\right)} + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\right) \cdot \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \quad (10)$$

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_0 \cdot \sqrt{(\epsilon_r)}} \quad (11)$$

Si  $W/h > 2$

$$\frac{W}{h} = \left(\frac{2}{\pi}\right) \cdot \left((B - 1) - (\ln(2 \cdot B - 1)) + \left(\frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot \epsilon_r}\right) \cdot \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r}\right)\right) \quad (12)$$

Si  $W/h < 2$

---

<sup>4</sup> Propagació en modes TEM (transversal electromagnètic) fa que no existeixi cap component del camp elèctric i magnètic en la direcció de propagació.

$$\frac{W}{h} = \frac{8 \cdot e^{(A)}}{e^{(2 \cdot A)} - 2} \quad (13)$$

On  $Z_0$  és la impedància característica de la línia.

Impedància característica de la línia,  $Z_0$

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-} = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (14)$$

On  $V_0^+$  i  $I_0^+$  són l'amplitud les ones de tensió i corrent respectivament que es desplacen cap a la càrrega, ones progressives i  $V_0^-$  i  $I_0^-$  són les ones que viatgen en el sentit contrari, regressives.  $R'$  i  $G'$  són la resistència de la línia per unitat de longitud i la conductància de la línia per unitat de longitud respectivament.  $\omega$  és la freqüència angular i  $L'$  i  $C'$  són la inductància de la línia per unitat de longitud i la capacitat de la línia per unitat de longitud respectivament.

Si es tracta d'una línia sense pèrdues, ( $R'=0$  i  $G'=0$ ), per tant, la impedància característica és real.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (15)$$

Longitud elèctrica de la línia,  $\beta l$

$$\beta l = \sqrt{\epsilon_{eff}} \cdot k_0 \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot l \quad (16)$$

on

$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c}$$

i  $l$  és la longitud física de la línia.

A partir d'aquestes equacions es pot deduir que per a permetivitats relatives del material,  $\epsilon_r$ , majors, més reduïdes seran les dimensions del circuit.

### 2.1.3. Les transformacions de Richard i Kuroda

Com ja s'ha comentat a 2.1.1. els filtres amb elements discrets a freqüències de microones ja no serveixen. Per tant, s'utilitzen elements distribuïts o semi-discrets. Per convertir un filtre amb elements discrets a un amb elements semi-discrets amb tecnologia planar Microstrip es poden utilitzar diverses implementacions, per veure'n un exemple i no desviar-se dels objectius d'aquest projecte, en aquest capítol s'introdueixen les transformacions de Richard i Kuroda però a [2] se'n troben moltes més en detall.

Les transformacions de Richard

S'utilitzen per convertir elements discrets en seccions de línies de transmissió curtes, és a dir, en elements semi-discrets. S'anomenen semi-discrets perquè encara no s'observen en ells efectes de línies de transmissió, com passa en els elements distribuïts.

Aquests elements semi-distribuïts han de tenir longitud  $\lambda/8$ , i els valors d'impedància característica s'hauran de fixar de manera que  $Z_0 = L$  si es vol implementar una inductància, i  $Z_0 = 1/C$  per a una capacitat, tal com es demostrarà a continuació, i com s'observa a la Figura 4.

#### Demostració de les transformacions de Richard

Per arribar a aquesta conclusió s'igualarà la impedància d'un inductor o capacitat discret amb la d'una línia de transmissió acabada en curtcircuit o circuit obert.

La impedància d'entrada d'una línia de transmissió és de la forma:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (17)$$

On  $Z_0$  és la impedància característica de la línia i  $Z_L$  la impedància de càrrega de la línia.

Si la línia acaba en curtcircuit  $Z_L \rightarrow 0$   $Z_{in}|_{Z_L \rightarrow 0} = jZ_0 \tan(\beta l)$  (18)

I si ho fa en circuit obert,  $Z_L \rightarrow \infty$ :

$$Z_{in}|_{Z_L \rightarrow \infty} = \frac{1}{jY_0 \tan(\beta l)} \quad Y_{in} \rightarrow jY_0 \cotan(\beta l) \quad (19)$$

Per altra banda, la impedància d'un inductor o una capacitat són purament imaginàries. La part real d'una impedància és la resistència i la part imaginària, la reactància. És per això que aquests elements s'anomenen reactius. Per tant, la impedància d'una bobina s'expressa com:  $jX_L = j\omega L$ , reactància de la qual és  $\omega L$ .

Si es compara aquesta impedància amb la que s'obté d'un stub acabat en curtcircuit, equació (18), es pot deduir que per a obtenir el comportament d'una inductància, el stub ha de tenir  $Z_0 = L$  i  $\omega = 1$ .

La susceptància, inversa de la reactància, d'una capacitat és  $B_C = \omega C$  que es pot igualar a (19) i arribant a la conclusió que per implementar una capacitat es necessita  $Z_0 = 1/C$  i  $\omega = 1$ .

Com es va comentar a 2.1, la freqüència de tall normalitzada és 1. Si es vol obtenir la mateixa freqüència per al filtre implementat mitjançant les transformacions de Richard:  $\omega = 1 = \tan \beta l$ . Per aquest motiu, si  $\tan \beta l = 1$ ,  $\beta l = \pi/4 = 90^\circ$ , és a dir,  $l = \lambda/8$  on  $\lambda$  és la longitud d'ona de la línia a la freqüència de tall  $\omega_c$ .

A mesura que s'augmenta la freqüència, augmenta la longitud elèctrica que és inversament proporcional a la longitud d'ona. Per tant, a freqüències llunyanes a  $\omega_c$ , les impedàncies dels stubs no coincidiran amb les impedàncies dels elements discrets, i la resposta del filtre diferirà de la resposta del prototip desitjat.

A la freqüència  $\omega_0 = 2\omega_c$ , les línies passaran a ser de  $\lambda/4$  de longitud i es produirà un pol d'atenuació.

A partir de (17) es pot demostrar que afegir una línia de  $\lambda/2$  no afecta a la impedància doncs a  $\lambda/2 \rightarrow \beta l = \pi$  i  $Z_{in} = Z_L$ . Per tant, es demostra que la impedància d'una línia de transmissió és periòdica cada  $\lambda/2$  i, per tant, la impedància d'entrada no varia si

s'insereix una secció de línia de longitud múltiple de  $\lambda/2$ . És per això, que la resposta d'aquests stubs serà periòdica en freqüència, repetint-se cada  $4\omega_c = \lambda/2$ .

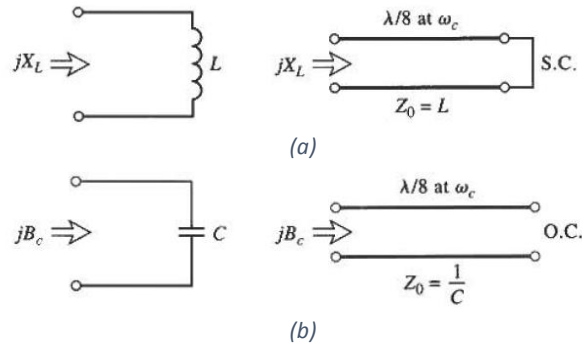


Figura 4: Transformacions de Richard.

### Identitats de Kuroda

S'ha de tenir en compte que a freqüència de microones les distàncies entre els components del filtre no són negligibles. Per això, utilitzem les identitats de Kuroda per separar els elements del filtre utilitzant seccions de línia de transmissió.

Donat que amb tecnologia Microstrip interessa sempre treballar amb stubs en paral·lel degut a la complicada implementació dels sèrie, les identitats de Kuroda proporcionen una manera de poder transformar stubs sèrie en paral·lel o viceversa.

A la Figura 5 es mostren les diverses identitats de Kuroda, on

$$n^2 = 1 + Z_2/Z_1 \quad (20)$$

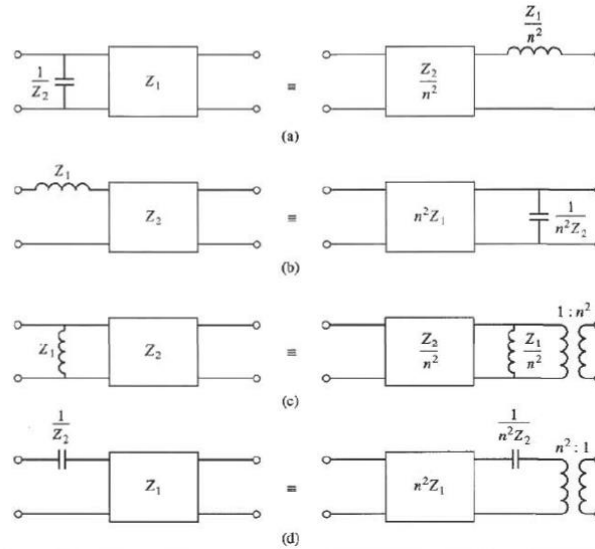


Figura 5: Les 4 identitats de Kuroda.

### Exemple de disseny i implementació d'un filtre amb tecnologia Microstrip

Amb les transformacions de Richard i Kuroda i un filtre prototipus com els introduïts a 2.1. es pot aconseguir el model d'un filtre d'elements distribuïts a partir d'especificacions. Amb l'objectiu d'unificar aquests dos capítols i facilitar la

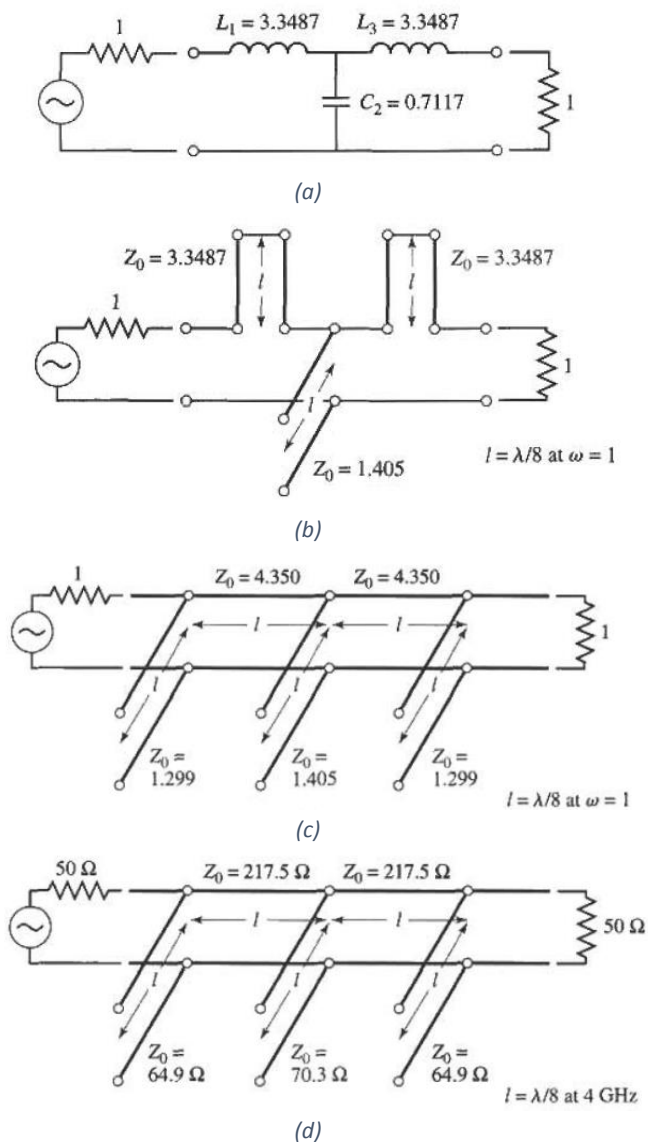
comprensió del funcionament d'aquestes transformades se suposa un filtre passa baixos amb una freqüència de tall a 4 GHz, ordre 3, arrissat de 3dB i impedància dels ports de 50Ω.

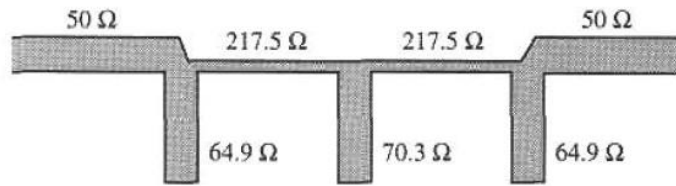
De la Taula 1 es tenen els valors dels elements del prototipus passa baixos, que s'implementen a la Figura 6(a), la tal com s'ha introduït a la Figura 1(a).

El següent pas és utilitzar les transformacions de Richard per convertir els inductors sèrie en stubs sèrie, i les capacitats en paral·lel en stubs en paral·lel tal com la Figura 6(b). Com ja s'ha comentat a 2.1.3, la impedància característica d'un stub en sèrie és  $L$ , i la impedància característica d'un stub en paral·lel és  $1/C$ . Per a una síntesis adequada de línia, tots els stubs són de  $\lambda/8$  de llarg a  $\omega = \omega_c$ .

Seguidament s'utilitza la segona identitat de Kuroda, Figura 5(b), per convertir els stubs sèrie a capacitats paral·lel i posteriorment amb Richard a stubs paral·lels tal com la Figura 6(c).

Finalment, es desnormalitzen les impedàncies multiplicant per  $Z_0$  tal com la Figura 6(d) i es calcula l'amplada i longitud de les pistes per a una correcta implementació amb tecnologia Microstrip segons les expressions donades a l'apartat 2.1.2.





(e)

Figura 6: (a) Prototipus filtre passa baixos d'elements discrets. (b) Utilitzant les transformacions de Richard per convertir inductàncies i capacitats a stubs sèrie i paral·lel. (c) Aplicant la segona identitat de Kuroda (Figura 5(b)). (d) Després de l'escalat en impedància. (e) Fabricació Microstrip del filtre final.

A la Figura 7 es pot observar la resposta d'aquest filtre passa baixos en la seva implementació amb elements discrets i la implementació amb elements semi-distribuïts. El filtre amb elements discrets, *lumped elements*, tenen una pitjor banda de transició i rebuig. En canvi, el filtre amb elements distribuïts té una resposta més abrupta i amb molta més atenuació a la banda de rebuig. No obstant aquestes millores, la seva resposta es repeteix cada 16 GHz ( $4\omega_c$ ), com a resultat de la naturalesa periòdica de la transformació Richard. Aquesta repetició fa aparèixer una banda espúria no convenient.

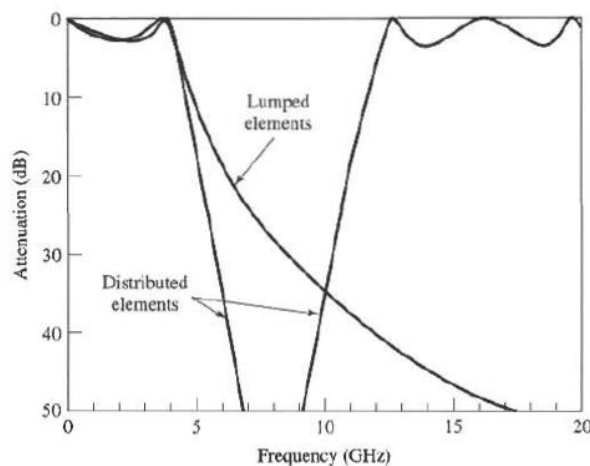


Figura 7: Respostes del filtre passa baix amb elements discrets i distribuïts.

#### 2.1.4. Filtres passa banda

Els filtres passa banda tenen com a funció deixar passar el contingut freqüencial que es troba dins d'una finestra centrada a una determinada freqüència central. Aquest marge vindrà determinat per dues freqüències de tall especificades.

Igual que al filtre passa baix es té la banda de pas i la suprimida, en aquest cas, al tenir el filtre desplaçat de l'origen, tindrà una situació dual i simètrica en quant a les zones de supressió. Una resposta d'un filtre passa banda Chebyshev es mostra a la Figura 8 on s'observen dues freqüències de tall  $\omega_{c_1}$  i  $\omega_{c_2}$ , que normalitzades valdran -1 i 1, respectivament. L'espaiat que formen aquestes freqüències inferior i superior, definiran l'ample de banda del filtre considerat. Aquest ample de banda serà el marge freqüencial



per al qual s'obté una atenuació entre 0 i -3dB (en el cas concret d'un filtre Butterworth o Chebyshev d'arrissat de 3dB). A la mateixa figura, també s'aprecia l'existència d'altres dues freqüències  $\omega_{s1}$  i  $\omega_{s2}$ . Aquestes freqüències son especificacions d'entrada que defineixen la freqüència de banda suprimida inferior i superior, respectivament.

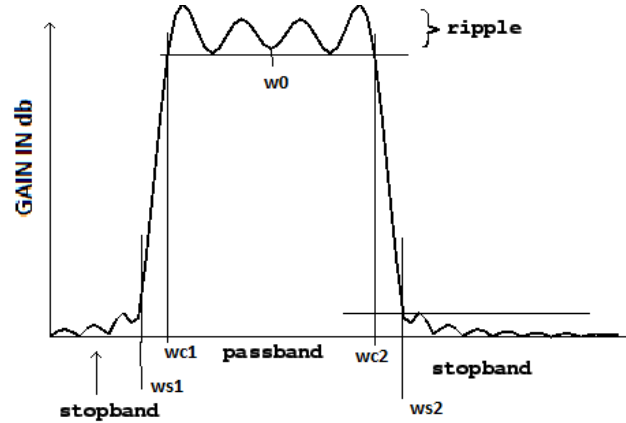


Figura 8: Resposta Chebyshev per a un filtre passa banda.

Per últim,  $\omega_0$  és la freqüència central i es calcula com:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \quad (21)$$

### Prototipus passa banda

El disseny del prototipus passa baixos pot ser transformat segons les transformacions de la Taula 2 per tenir qualsevol altre prototipus d'una altra resposta, com ara passa alts, passa banda o elimina banda. La resposta passa banda es pot obtenir utilitzant la substitució de freqüència de les expressions (22) i (23) i substituint les inductàncies  $L$  del prototipus passa baix per ressonadors sèrie i les capacitats  $C$  per ressonadors paral·lels tal com mostra la esmentada Taula 2.

Substitució en freqüència per a passa banda:

$$\omega = \frac{1}{\Delta} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (22)$$

$$\text{On: } FBW(\text{ample de banda fraccional}) = \Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (23)$$

Elements del prototipus passa banda:

$$\begin{aligned} L'_s &= \frac{g_i Z_0}{\omega_0 \Delta} \\ C'_s &= \frac{\Delta}{\omega_0 g_i Z_0} \\ L'_p &= \frac{\Delta Z_0}{\omega_0 g_i} \\ C'_p &= \frac{g_i}{\omega_0 \Delta Z_0} \end{aligned} \quad (24)$$

Low-pass	High-pass	Bandpass	Bandstop

Taula 2: Resum de les transformacions de filtres prototipus.

Per poder veure una possible implementació de filtres passa banda en tecnologia Microstrip com anteriorment s'ha fet per a filtres passa baixos, és necessari introduir un parell de conceptes als apartats 2.1.5. i 2.1.6.

### 2.1.5. Ressonadors $\lambda/2$ i $\lambda/4$

Perseguint l'objectiu d'implementar un filtre passa banda amb elements distribuïts, es pot demostrar que una línia de transmissió també pot actuar com un ressonador.

Primer, es calcula la impedància d'entrada d'un stub en curtcircuit, que segons (18)  $\rightarrow Z_{in} = jZ_0 \tan(\beta l)$ .

Aquesta impedància depèn de  $\tan(\beta l)$  que es dibuixa a la Figura 9 i en la qual es pot observar com per a  $\beta l = \pi/2 = 90^\circ$  la impedància és infinita, i per a  $\beta l = \pi = 180^\circ$  la impedància val zero. Dit d'una altra manera, un stub acabat en curtcircuit de longitud  $\lambda/2$  actua com un ressonador LC sèrie, en canvi, un stub acabat en curtcircuit de longitud  $\lambda/4$  actua com un ressonador paral·lel.

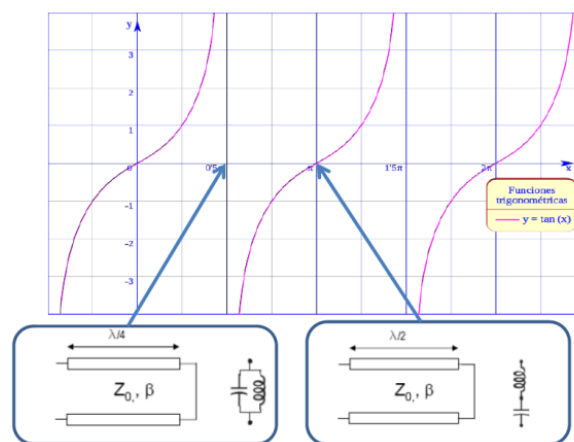


Figura 9: Funció  $\tan(\beta l)$  i equivalència dels ressonadors amb els stubs corresponents. (Imatge extreta de [3]).

De la mateixa manera segons (19) i el mateix raonament, un stub en circuit obert actuaria com un ressonador LC sèrie a  $\lambda/4$  i com un ressonador LC paral·lel a  $\lambda/2$ .

Amb això ja es pot implementar un ressonador per a una determinada freqüència de ressonància, però per ser més curosos amb el disseny també s'hauria de determinar la impedància del stub, que determinarà la pendent de susceptància/reactància en cada cas.

### Pendent de susceptància i reactància

Un paràmetre important pel disseny dels ressonadors en general és el pendent de susceptància o reactància. Un pendent major es tradueix en una ressonància més abrupte. Per exemple, a la Figura 10 es pot observar com per a un ressonador LC paral·lel, augmentant el seu pendent de susceptància, la seva ressonància es fa més estreta.

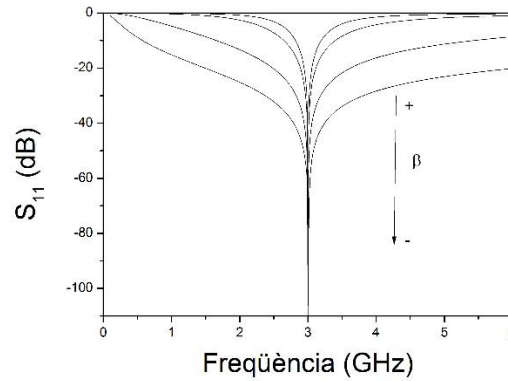


Figura 10: Ressonador LC paral·lel amb diferents pendents de susceptància.

### Càlcul del pendent de susceptància per a un ressonador de $\lambda/4$

La susceptància d'un stub  $\lambda/4$  acabat en curtcircuit és llavors:  $\beta_{in} = \text{Im}\{\beta_{in}\} = Y_0 \tan^{-1}(\beta l)$ .

La freqüència de ressonància es pot expressar en aquest cas com:

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{\omega_0}{v_p} l = \frac{\pi}{2} \rightarrow \omega_0 = \frac{v_p}{l} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (25)$$

Qualsevol pendent de susceptància es calcula tal com introdueix [1]:

$$\beta_{in} = \frac{\omega_0}{2} \cdot \left. \frac{dB_{in}(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \quad (26)$$

Per el cas del stub  $\lambda/4$ , a partir de (26) i (27):

$$\beta_{in} = \frac{\omega_0}{2} Y_0 \cdot \frac{l}{v_p} = Y_0 \cdot \frac{\pi}{4} \quad (27)$$

Igualant (28) al pendent del ressonador LC paral·lel ideal:

$$\beta_{in} = Y_0 \cdot \frac{\pi}{4} = \omega_0 C_p \rightarrow Y_0 = f_0 C_p 8 \quad (28)$$

### 2.1.6. Filtres passa/elimina banda amb inversors d'immitàncies

Tal com es comentava a 2.1.3., és d'especial interès en tecnologia Microstrip treballar amb stubs paral·lel i no sèrie.

Per tal d'aconseguir aquest objectiu amb filtres passa banda implementats amb stubs s'utilitzen inversors d'immitància per disposar d'un model de filtre que utilitzi només ressonadors sèrie o només ressonadors paral·lel.

Els inversors d'immitància poden ser tant inversors d'admitància ( $J$ ), com d'impedància ( $K$ ):

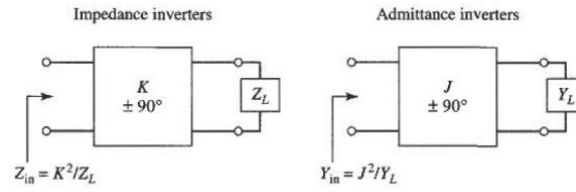


Figura 11: Inversor d'impedància i admittància.

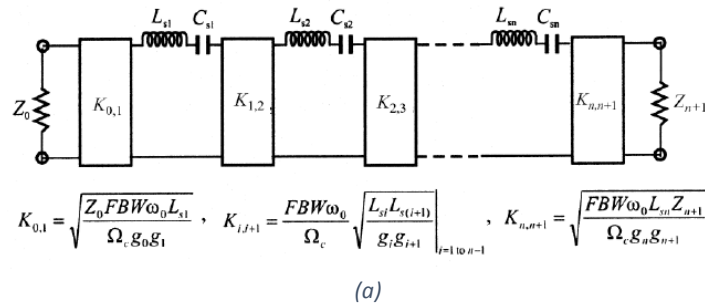
Tal i com es pot veure a la Figura 11 la impedància d'entrada d'un inversor d'impedància i d'admitància respectivament:

$$Z_{in} = \frac{K^2}{Z_L} \quad (29)$$

$$Y_{in} = \frac{J^2}{Y_L}$$

De manera que, si per exemple a  $Z_L$  es tingués una inductància, a la entrada es veuria la impedància d'un condensador, i viceversa. De la mateixa manera, si  $Z_L$  és un ressonador LC sèrie, a  $Z_{in}$  seria com un ressonador LC paral·lel.

Seguint aquest principi, es pot implementar un filtre passabanda utilitzant només un tipus de ressonador, paral·lel o sèrie, acompanyats d'inversors d'immitància, obtenint estructures com les de les Figures 11(a) i 11(b).



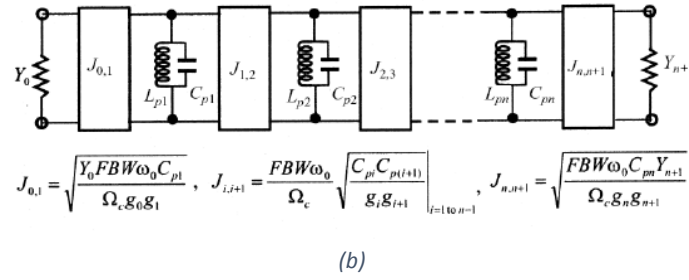


Figura 12: Filtre passabanda implementat amb inversors (a)d'impedàncies,(b)d'admitàncies.

La forma més senzilla de construir un inversor  $J$  o  $K$  és utilitzant una línia de transmissió de lambda quarts amb la apropiada impedància característica, tal com es pot observar a la Figura 13.



Figura 13: Inversor de  $\lambda/4$ .

### 2.1.7. Filtres passa banda o elimina banda utilitzant línies i stubs de lambda quarts

Ajuntant els dos capítols anteriors, s'arriba a la conclusió que es poden utilitzar stubs en paral·lel, de longitud  $\theta = \lambda/4$  a  $\omega_c$ , acabats en curtcircuit units per línies de la mateixa longitud, per tal d'implementar filtres passa/elimina banda tal com a la Figura 14.

Les seccions de línia de lambda quarts entre els stubs, actuen com a inversors d'admitància, per convertir alternativament ressonadors paral·lel en sèrie.

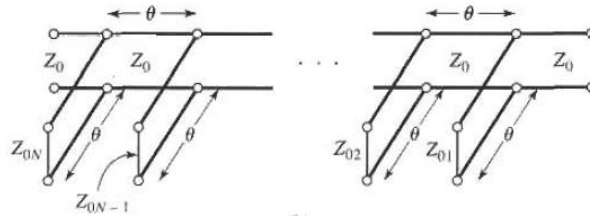


Figura 14: Filtre passa banda implementat amb stubs de  $\lambda/4$ .

Si es considera un filtre passa banda utilitzant  $N$  stubs en curtcircuit les equacions de disseny per a les impedàncies característiques necessàries per cada stub es dona en termes de valors d'elements del prototipus passa baixos:

$$Z_{0i} = \frac{\pi Z_0 \Delta}{4g_i} \quad (30)$$

De forma anàloga, es pot implementar un filtre elimina banda canviant els stubs en curtcircuit i ressonadors paral·lel, per stubs en circuit obert i ressonadors sèrie, respectivament tal com a la Figura 15.

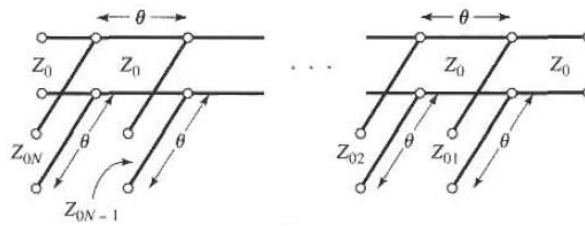


Figura 15: Filtre elimina banda implementat amb stubs de  $\lambda/4$ .

La resposta freqüencial d'aquests filtres tindrà una banda espúria que es repetirà cada  $3f_0$ . Aquesta periodicitat és deguda a que les línies de longitud  $\theta = \lambda/4$  passaran a tenir una longitud de  $\theta = 3\lambda/4$ <sup>5</sup> a  $3f_0$ .

## 2.2. Tecnologia UltraWide Band (UWB)

La FCC (*Federal Communications Commission*) defineix *Ultra-Wide Band* (UWB) als sistemes operant a unes bandes de pas d'entre 3.1 fins a 10.6 GHz. Cada canal té una amplitud de freqüències de més de 500MHz.

La Figura 16 mostra l'ocupació freqüencial i densitat espectral de potència de diferents sistemes com el Wifi o la telefonia comparats amb UWB i el soroll.

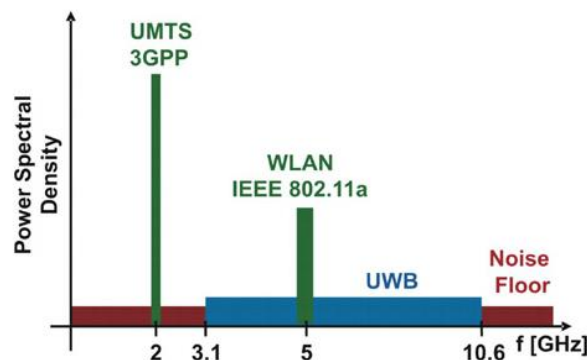


Figura 16: Freqüències utilitzades per diversos sistemes vs. el soroll.

Els sistemes UWB s'usen en tecnologies *wireless*, aptes per transmetre dades per un ample espectre de la banda freqüencial. Aquests sistemes UWB, requereixen poca potència, i proporcionen velocitats de dades alta, d'entre 100 Mbps i 1 Gbps. Per fer-se una idea del que això comporta, es pot comparar amb la velocitat de dades d'un USB convencional, traspàs de dades per cable, que varia entre 0.19 Mbps fins a 1.289 Gbps.

Els principals avantatges de sistemes UWB respecte a sistemes de banda estreta són la gran velocitat de transmissió de dades degut a l'ample de banda, el baix cost de l'equipament, baix consum de potència i immunitat a *multipath*. Les característiques d'aquesta tecnologia s'adapten bé per a aplicacions de curta distància, com ara perifèrics d'ordinadors personals.

<sup>5</sup> Una longitud de  $3\lambda/4$  equival a  $\lambda/4 + \lambda/2$ , i ja s'ha comentat a 2.1.3., que la impedància d'entrada no varia si s'insereix una secció de línia de longitud múltiple de  $\lambda/2$ .

Alguns exemples més d'aplicacions en són: *tags* RFID de molt baix consum, recollida de dades de sensors *wireless*, aplicacions de imatge de radar per localització i rescat a túnels, transferència eficient de dades captades per càmeres de forma *wireless* amb possibilitat d'imprimir fotos des de la càmera sense la necessitat d'un ordinador o de veure-les a través d'un monitor sense necessitat de cables.

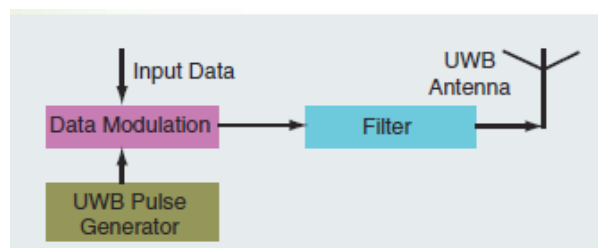
La baixa potència en la transmissió del senyal també fa UWB adequada per a ambients sensibles a senyals de radiofreqüència, com ara hospitals.

### Funcionament

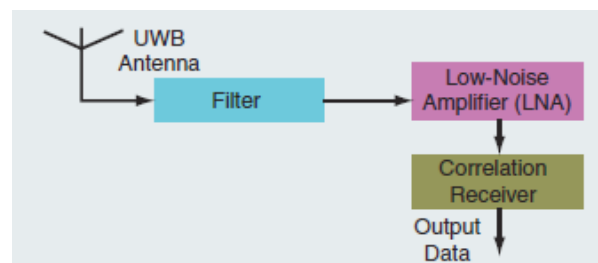
Una diferència significativa entre el funcionament de la transmissió de ràdiofreqüència convencional i UWB és que els sistemes convencionals solen transmetre informació variant el nivell de potència, freqüència, i/o fase d'una ona sinusoidal. En canvi, les transmissions UWB transmeten informació generant energia ràdio a intervals de temps específics i ocupant un gran ample de banda, permetent així la posició de polsos o modulació en temps.

La informació també pot ser modulada en senyals UWB (polsos) codificant la polaritat del pols, la seva amplitud i/o utilitzant polsos ortogonals.

Un sistema transceptor UWB inclou hardware digital i de RF. El hardware RF és bàsicament un *front end* de RF <sup>6</sup>, que inclou un amplificador de soroll baix, un filtre de microones UWB, una antena i components d'adaptació a l'ample de banda desitjat.



(a)



(b)

Figura 17: Sistema UWB: (a) Transmissor, (b) Receptor.

<sup>6</sup> Consisteix en tots els components en el receptor que processen el senyal a la freqüència de radio rebuda abans que es convertida a una freqüència intermitja (IF).

Aquest projecte es centra en la automatització de la síntesis i optimització d'aquest filtre UWB mencionat que es troba en aquests sistemes UWB. En els dos apartats següents s'introdueixen aquests filtres aplicant coneixements introduïts fins ara en aquesta memòria.

### 2.2.2. Filtres passa alts distribuïts òptims

Al 1970, Levy va proposar un nou tipus de filtres consistents en una cascada de stubs en derivació de longitud elèctrica  $\theta_c$  alternats amb línies de transmissió de longitud elèctrica el doble de la del stub ( $2\theta_c$ ) tal com es pot observar a la Figura 18(a). Aquests filtres també s'anomenen passa alts distribuïts òptims.

El filtre de Levy aprofita del tot les propietats de filtrat de les línies de transmissió que connecten els stubs, al contrari del què passa amb els filtres passa banda de  $\lambda/4$  vistos a 2.1.7.

Una característica interessant d'aquests filtres és que utilitzant  $n$  stubs s'implementa una funció d'inserció d'ordre  $2n-1$ , tal com es mostra a la Figura 18(b) per a  $n=4$ , en comparació de la funció d'ordre  $n$  que apareixeria en qualsevol dels filtres passa banda introduïts als apartats anteriors.

La Figura 18(b) mostra les característiques típiques de transmissió d'aquest filtre, on  $f$  és la variable de freqüència i  $\theta$  és la longitud elèctrica, que és proporcional a  $f$  de la manera:

$$\theta = \frac{\theta_c f}{f_c} \quad (31)$$

L'ample de banda del filtre està delimitat per les freqüències  $f_{c_1}$  i  $f_{c_2}$  de la manera:

$$f_{c_2} = \left( \frac{\pi}{\theta_c} - 1 \right) f_{c_1} \quad (32)$$

Per tant, l'ample de banda pot ser controlat amb el valor de l'angle  $\theta_c$ . Tal com es pot observar a la Figura 18(b), el filtre té una banda de pas des de  $\theta_c$  fins a  $\pi - \theta_c$ . És per això que, teòricament, es pot tenir la primera banda de pas extremadament ample si  $\theta_c$  és molt petita i d'aquesta manera tenir filtres passa alts.

Malauradament, això requereix uns grans nivells d'impedància per als stubs curtcircuitats.

A la freqüència central,  $f_0$ ,  $\theta_c$  val  $\pi/2 = \lambda/4$ , per tant, la longitud elèctrica dels stubs a aquesta freqüència és de  $\lambda/4$  i la de les línies interstub de  $\lambda/2$ .

Degut a la periodicitat de les línies de transmissió cada  $n\lambda/2$ , aquesta banda de pas és periòdica amb unes bandes espúries centrades a  $\theta = 3\pi/2, 5\pi/2, \dots = 3\lambda/4, 5\lambda/4, \dots$ , separades entre elles per pols d'atenuació a  $\theta = \pi, 2\pi, \dots = \lambda/2, \lambda, \dots$ , tal i com es mostra a la Figura 18(b).



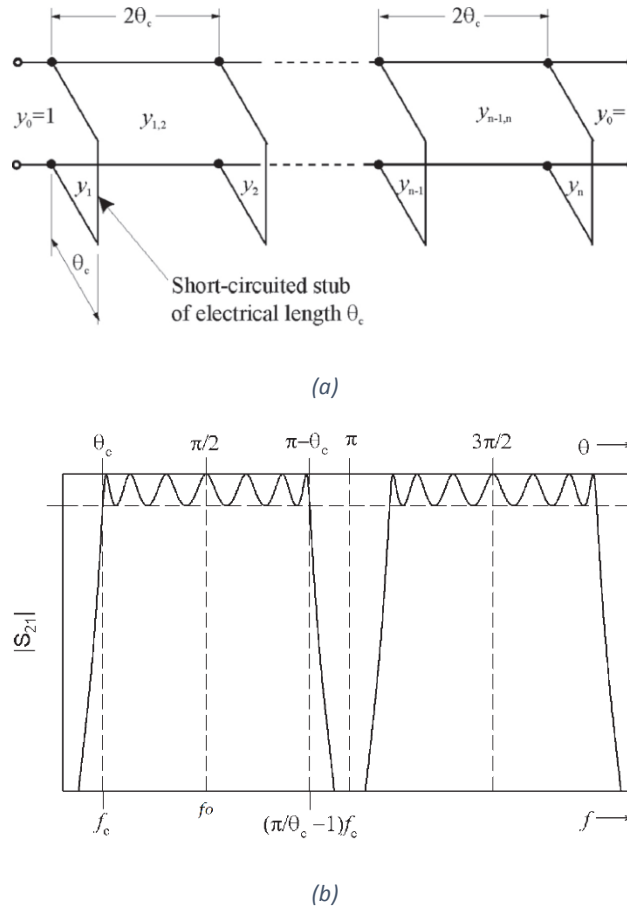


Figura 18: (a) Filtre passa alts òptim implementat amb stubs. (b) Resposta típica d'un filtre passa alts òptim.

Segons l'equació (32) es pot observar que quant més petita és la relació  $f_{c2}/f_{c1}$ , més gran és la longitud elèctrica  $\theta_c$ . Si es vol utilitzar aquest filtre per implementar un filtre UWB com a l'apartat següent, probablement es necessitarien  $\theta_c$  majors a  $35^\circ$ , i la Taula 3 es podria ampliar amb la Taula 4, que s'ha extret de [2].

Les taules 3 i 4 tenen tabulats valors des de  $\theta_c=25^\circ$  a  $\theta_c=45^\circ$ . A partir de (32) es pot arribar a la conclusió que la relació  $f_{c2}/f_{c1}$  calculada amb els valors de les taules pot prendre valors des de 3 (per a  $\theta_c=45^\circ$ ) fins a 6.2 (per a  $\theta_c=25^\circ$ ) i això dóna una idea del rang de funcionament del filtre.

0.1-dB Ripple							
$n$	$\theta_c$	$y_1, y_n$	$y_{1,2}, y_{n-1,n}$	$y_2, y_{n-1}$	$y_{2,3}, y_{n-2,n-1}$	$y_3, y_{n-2}$	$y_{3,4}$
2	$25^\circ$	0.15436	1.13482				
	$30^\circ$	0.22070	1.11597				
	$35^\circ$	0.30755	1.08967				
3	$25^\circ$	0.19690	1.12075	0.18176			
	$30^\circ$	0.28620	1.09220	0.30726			
	$35^\circ$	0.40104	1.05378	0.48294			
4	$25^\circ$	0.22441	1.11113	0.23732	1.10361		
	$30^\circ$	0.32300	1.07842	0.39443	1.06488		
	$35^\circ$	0.44670	1.03622	0.60527	1.01536		
5	$25^\circ$	0.24068	1.10540	0.27110	1.09317	0.29659	
	$30^\circ$	0.34252	1.07119	0.43985	1.05095	0.48284	
	$35^\circ$	0.46895	1.02790	0.66089	0.99884	0.72424	
6	$25^\circ$	0.25038	1.10199	0.29073	1.08725	0.33031	1.08302
	$30^\circ$	0.35346	1.06720	0.46383	1.04395	0.52615	1.03794
	$35^\circ$	0.48096	1.02354	0.68833	0.99126	0.77546	0.98381

Taula 3: Taula per a filtres passa alts òptims i arrissat 0.1dB .

(Passband Ripple = 0.1 dB)							
$n$	$\theta_c$	$y_1$ $y_n$	$y_{1,2}$ $y_{n-1,n}$	$y_2$ $y_{n-1}$	$y_{2,3}$ $y_{n-2,n-1}$	$y_3$ $y_{n-2}$	$y_{3,4}$
3	40°	0.54659	1.00474	0.71896			
	41°	0.57995	0.99364	0.77446			
	42°	0.61487	0.98207	0.83294			
	43°	0.65141	0.97007	0.89456			
	44°	0.68966	0.95762	0.95944			
	45°	0.72970	0.94473	1.02773			
4	40°	0.60040	0.98420	0.87761	0.95561		
	41°	0.63530	0.97260	0.94034	0.94251		
	42°	0.67174	0.96061	1.00606	0.92904		
	43°	0.70978	0.94822	1.07488	0.91520		
	44°	0.74951	0.93543	1.14693	0.90102		
	45°	0.79101	0.92224	1.22236	0.88648		
5	40°	0.62508	0.97521	0.94191	0.93754	1.02709	
	41°	0.66044	0.96353	1.00621	0.92425	1.09583	
	42°	0.69733	0.95146	1.07347	0.91063	1.16753	
	43°	0.73583	0.93901	1.14379	0.89668	1.24230	
	44°	0.77602	0.92617	1.21731	0.88243	1.32026	
	45°	0.81797	0.91295	1.29417	0.86786	1.40156	
6	40°	0.63807	0.97063	0.97222	0.92979	1.08475	0.92140
	41°	0.67363	0.95892	1.03705	0.91650	1.15464	0.90798
	42°	0.71072	0.94683	1.10482	0.90290	1.22746	0.89428
	43°	0.74942	0.93436	1.17565	0.88898	1.30332	0.88028
	44°	0.78981	0.92152	1.24968	0.87476	1.38234	0.86598
	45°	0.83197	0.90830	1.32706	0.86025	1.46471	0.85143

Taula 4: Taula per a filtres UWB implementats amb filtres passa alts distribuïts òptims i arrissat 0.1dB .

#### Exemple:

Com a exemple il·lustratiu, s'implementa un prototip ordre 5 ,  $f_{c1} = 1.4 \text{ GHz}$  i es vol cobrir un ample de banda de 4.4 GHz ( això implica una  $f_{c2} = 5.8 \text{ GHz}$ ). Entendre aquest procés de disseny serà necessari posteriorment per a la implementació de l'algoritme d'automatització del mateix. Per determinar els valors d'impedància dels stubs en curt-circuit i les línies entre stubs s'utilitza la Taula 3 amb  $\theta_c = 35^\circ$ , calculada a partir de (32). Desnormalitzant els valors extrets de les taules:

$$Z_1 = Z_3 = \frac{Z_0}{y_1} = 124.6758; Z_2 = \frac{Z_0}{y_2} = 103.5325; Z_{1,2} = Z_{2,3} = \frac{Z_0}{y_{1,2}} = 47.4482$$

Pot passar que el resultat del càlcul de la longitud elèctrica no sigui exacte i el valor resultant estigui entre un valor i un altre major de la taula, en aquest cas s'ha de procedir a fer una interpolació dels valors. De la forma:

$$y(i) = y(i) + \left( \frac{y^2(i) - y(i)}{\text{ordre} - 1} \right) \cdot (\theta_c - \theta_1) \quad (33)$$

On  $y(i)$  és l'element  $i$  de la taula per a l'ordre corresponent i per a  $\theta_1$  (la  $\theta_c$  més propera arrodonint).  $y^2(i)$  és l'element  $i$  de la taula per a l'ordre corresponent i per a  $\theta_2$  (la següent longitud elèctrica de la taula després de  $\theta_1$ ).

Per exemple per a un filtre d'ordre 6, considerant una  $f_{c1} = 1.5 \text{ GHz}$  i una  $f_{c2} = 6.5 \text{ GHz}$ . Amb aquests valors s'obté  $\theta_c = 33.75^\circ$ , un valor contingut entre  $\theta_1 = 33^\circ$  i  $\theta_2 = 35^\circ$ . Llavors segons (33):

$$y_1 = 0.35346 + \frac{(0.48096 - 0.35346)}{5} \cdot 3.75 = 0.44909$$

I de la manera anàloga per la resta d'elements.

### 2.2.3. Filtres UWB

El problema dels filtres passa alts distribuïts òptims acabats de veure a l'apartat anterior són les bandes espúries no desitjades, que es tornen un inconvenient important per filtres de banda de pas ultra ampla degut a la seva proximitat amb la banda d'interès. És per això, que a [4] es proposa una nova tècnica per al disseny de filtres UWB. Per eliminar les bandes espúries en filtres passa banda, una possibilitat es posar en cascada un filtre passa baix a la etapa de sortida, però això, incrementaria la mida total del dispositiu. Per aquest motiu, serà més convenient combinar les estructures dels dos filtres, passa banda i passa baix, en una de sola. Amb aquest fi, el disseny estàndard de filtres de banda ultra ampla (2.2.2.) és combinat amb *bandgap* electromagnètic (EBG), el qual és capaç d'inhibir propagació de senyal per una banda molt ampla.

Aquests EBG tenen una longitud elèctrica de  $\lambda/8$ , per tant, es classifiquen com elements semi-discrets.

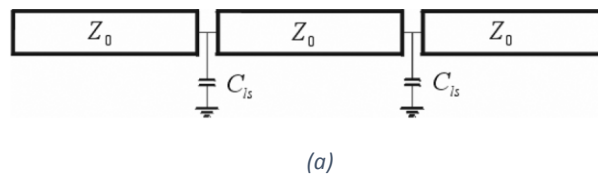
Els EBG utilitzats a [4] estan basats en capacitats periòdiques que proveeixen diverses avantatges:

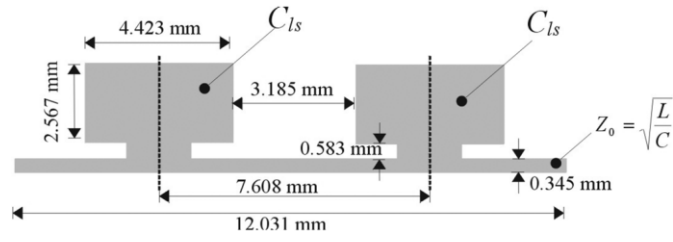
- i. Bona controlabilitat de la resposta del filtre passa baix.
- ii. Efecte d'ona lenta que provoca una reducció de les dimensions, comparat amb la implementació convencional de filtres UWB.
- iii. La completa integració de les estructures EBG amb el filtre, sobre les línies de  $2\theta_c$ .

La substitució de les línies de transmissió uniformes que hi ha entre els stubs, per estructures de filtres passa baixos implementades amb patrons periòdics, millora el comportament del filtre atenuant la banda espúria no desitjada.

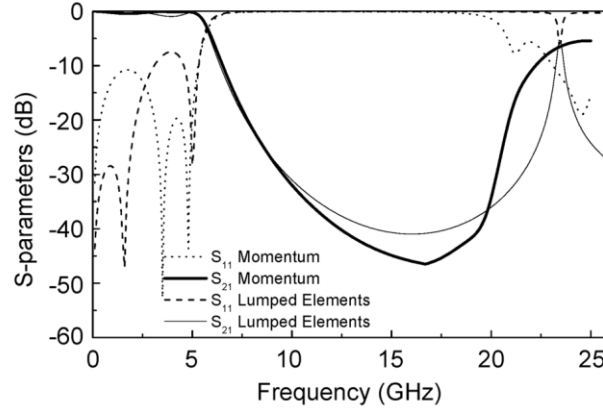
Òbviament, per preservar les característiques a la banda d'interès, les línies de transmissió basades en EBG col·locades entre els stubs connectats en paral·lel han de complir els requeriments d'impedància i desplaçament de fase ( $2\theta_c$  a la freqüència  $f_c$ ).

El model de circuit equivalent de la línia de transmissió EBG carregada capacitivament representat a la Figura 19(a) i el *layout* físic de la estructura que serà integrat amb el filtre UWB, es mostra a la Figura 19(b), en aquesta mateixa figura, es pot observar que a la línia d'impedància característica  $Z_0$  i longitud  $2\theta_c$  del filtre de Levy se li afegeixen aquestes capacitats que són capaces d'eliminar un gran ample de banda. A la Figura 19(c) es mostra la resposta de la simulació elèctrica i electromagnètica.





(b)



(c)

Figura 19: EBG (a) Equivalent circuital. (b) Layout. (c) Resposta a la simulació elèctrica i electromagnètica.

Assumint que les línies de transmissió que es troben entre les capacitats d'ajust, podrien ser descrites com una inductància i capacitat per secció, l'estructura mostra un comportament de passa baixos amb una freqüència de tall donada per:

$$f_B = \frac{1}{\pi\sqrt{L(C+C_{ls})}} \quad (34)$$

On la primera freqüència de tall del primer espuri d'aquesta estructura ve donat per:

$$f_s = \frac{1}{2\sqrt{LC}} \quad (35)$$

### 3. ALGORITMES ASM

En el camp de les microones les equacions de disseny de les estructures i la simulació circuital esquemàtica ideal acostumen a diferir de la resposta de la mesura del circuit fabricat, és per això que al llarg de la història diverses companyies han estat desenvolupant diversos simuladors electromagnètics (EM) que són capaços de resoldre les equacions de Maxwell per geometries complexes amb mètode de moments<sup>7</sup> i que avui en dia s'utilitzen per a obtenir simulacions de circuits precises o per validar aquests abans de ser fabricats. No obstant, la determinació d'una solució òptima depèn de la pròpia experiència de l'enginyer i un coneixement adequat de cada estructura acompanyat d'un pesat procés de disseny. Amb l'objectiu de millorar això neix el *Space Mapping*, una tècnica d'optimització de circuits que combina la precisió d'una simulació EM amb la velocitat de una simulació circuital.

L'algoritme *Aggressive space mapping* (ASM) es va proposar per primera vegada al 1995 per John W. Bandler a [5], és una tècnica que utilitza iteracions del tipus Newton per trobar la resposta EM òptima per a un problema determinat, donades unes especificacions, o requeriments. De fet, és un enfocament millorat de *space mapping* (SM) (També proposat per Bandler just un any abans a [6]), on es millora l'eficiència emprant cada solució aproximada del problema en el procés iteratiu, de manera que el disseny va millorant a cada iteració.

Tant en tècniques SM com ASM, es consideren dos espais. En un espai de simulació  $\mathbf{X}_c$ , les variables estan vinculades al model *coarse*, el qual és simple i eficient computacionalment, encara que no massa exacte, mentre que a l'altre espai,  $\mathbf{X}_f$ , les variables estan vinculades al model *fine*, típicament més complex i amb cost intensiu de CPU però significativament més precís.

---

<sup>7</sup> Aquest mètode divideix l'estructura en un mallat i resol les equacions de Maxwell per a cada cel·la d'aquest.

En anàlisi numèric, un problema *coarse* és un sistema auxiliar d'equacions utilitzades en un mètode iteratiu per a la solució d'un sistema major d'equacions. Un problema *coarse* és bàsicament una versió del mateix problema a una resolució menor, podria tractar-se de l'esquemàtic d'un circuit, tal com s'il·lustra a l'exemple de la Figura 20(a), d'unes equacions o fins i tot d'una simulació EM de menor resolució, amb un nombre de cel·les de mallat menor.

Per altra banda, l'espai *fine* es podria il·lustrar en l'exemple de la Figura 20(b) que descriu correctament el comportament del dispositiu físic utilitzant simulacions EM.

La idea general seria que partint d'una solució electromagnètica (EM) d'un circuit inicial, obtingut a partir d'una aproximació teòrica de les dimensions (espai *coarse*) arribar a assolir un valor determinat, fixe durant tot el procés, d'un paràmetre (objectiu de l'espai *coarse*) amb el mínim error possible. Això es duu a terme millorant aquest circuit inicial en base a paràmetres extrets de les respostes EM d'aquest circuit (espai *fine*) i utilitzant una funció de mapeig per passar d'un espai a l'altre tal com s'il·lustra a la Figura 20(c).

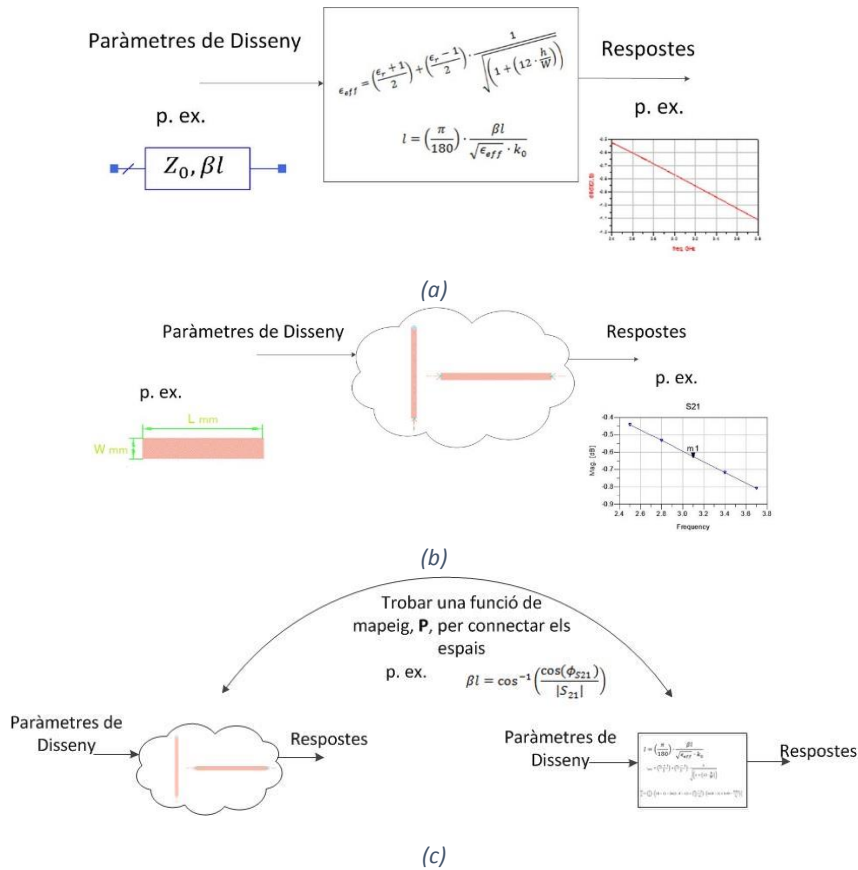


Figura 20: (a) Il·lustració d'un exemple de l'espai *coarse*. (b) Il·lustració d'un exemple de l'espai *fine*. (c) Il·lustració de l'objectiu del SM.

### Formulació de l'algoritme ASM

Es considera un problema d'optimització per a unes especificacions de disseny i dos espais de simulació. Per una banda es té l'espai  $\mathbf{X}_c$  vinculat al model *coarse*. Dintre d'aquest espai, es denota  $\mathbf{x}_c$ , que és el vector que conté els paràmetres del model. Per

l'altra banda es té l'espai  $\mathbf{X}_f$ , que està vinculat amb el model *fine* amb el seu vector  $\mathbf{x}_f$ . Les corresponents respostes d'aquests espais es denoten amb  $\mathbf{R}_c$  i  $\mathbf{R}_f$  pel model *coarse* i el *fine* respectivament.

La idea principal és trobar la funció de mapeig  $\mathbf{P}$  per tal de generar una transformació de paràmetres apropiada. És a dir, poder fer una extracció de paràmetres de l'espai *fine* que es vinculin amb l'espai *coarse*, de manera que es pugui obtenir la solució òptima del model *coarse*  $\mathbf{x}_c^*$ .

La funció de mapeig entre els dos espais,  $\mathbf{P}$ , es pot definir com una funció fonamental fixa i predefinida que serveix per obtenir una extracció de paràmetres del model *fine* al *coarse* tal com s'il·lustra a la Figura 21 i com prediu (36).

$$\mathbf{x}_c = \mathbf{P}(\mathbf{x}_f) \quad (36)$$

Tal que:

$$|\mathbf{R}_f(\mathbf{x}_f) - \mathbf{R}_c(\mathbf{x}_c)| \leq \epsilon \quad (37)$$

On  $\epsilon$  és un valor petit.

La funció error es defineix com:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}_f) = \mathbf{P}(\mathbf{x}_f) - \mathbf{x}_c^* \quad (38)$$

És a dir, que l'error produït serà la diferència entre els paràmetres del disseny del model *coarse* (els quals s'obtenen a partir de la funció de mapeig i dels paràmetres del model *fine* segons (36)) i els paràmetres del disseny òptim del model *coarse*.

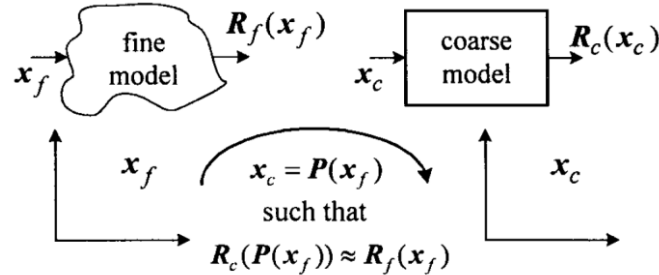


Figura 21: Il·lustració de l'objectiu del SM. (imatge extreta de [7])

Si s'assumeix que  $\mathbf{x}_f^{(j)}$  és la aproximació j-èsima de la solució de la equació (38) i  $\mathbf{f}^j$  és la funció error corresponent a  $\mathbf{f}(\mathbf{x}_f^{(j)})$ . El següent vector del procés iteratiu  $\mathbf{x}_f^{(j+1)}$  és obtingut amb:

$$\mathbf{x}_f^{(j+1)} = \mathbf{x}_f^{(j)} + \mathbf{h}^{(j)} \quad (39)$$

On  $\mathbf{h}^{(j)}$  és una solució de

$$\mathbf{B}^{(j)} \mathbf{h}^{(j)} = -\mathbf{f}^{(j)} \quad (40)$$

En altres paraules,  $\mathbf{h}^{(j)}$  dona la variació necessària en la direcció de l'optimització. A cada iteració es modifiquen els paràmetres del model *fine* segons una valor  $\mathbf{h}^{(j)}$ , que depèn de l'error comès a la iteració anterior i de  $\mathbf{B}^{(j)}$ .

$\mathbf{B}^{(j)}$  és una aproximació de la matriu Jacobiana  $\mathbf{J}_m$  de  $\mathbf{f}$  respecte  $\mathbf{x}_f$  a  $\mathbf{x}_f^j$ , és a dir, la variació de l'error respecte a l'espai *fine*:

$$\mathbf{J}_m(\mathbf{x}_f^j) = \left( \frac{\delta \mathbf{f}^T(\mathbf{x}_f)}{\delta \mathbf{x}_f} \right)^T \Big|_{\mathbf{x}_f = \mathbf{x}_f^j} \quad (41)$$

Cal determinar el vector *fine* inicial  $\mathbf{x}_f^{(1)}$  relacionat amb l'objectiu de l'espai *coarse* a través de la expressió analítica i la primera matriu Broyden que s'inicialitza com:

$$\mathbf{B}^{(1)} = \begin{pmatrix} \frac{\delta x_{c1}}{\delta f_1} & \frac{\delta x_{c1}}{\delta f_2} & \dots & \frac{\delta x_{c1}}{\delta f_m} \\ \frac{\delta x_{c2}}{\delta f_1} & \frac{\delta x_{c2}}{\delta f_2} & \dots & \frac{\delta x_{c2}}{\delta f_m} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{\delta x_{cm}}{\delta f_1} & \frac{\delta x_{cm}}{\delta f_2} & \dots & \frac{\delta x_{cm}}{\delta f_m} \end{pmatrix} \quad (42)$$

On les derivades s'obtenen del següent esquema de diferències finites:

$$\frac{\delta x_{c_i}}{\delta x_{f_i}} \approx \frac{x'_{c_i} - x_{c_i}^*}{(x_{f_i} + \Delta x_{f_i}) - x_{f_i}} \approx \frac{\Delta x_{c_i}}{\Delta x_{f_i}} \quad (43)$$

On  $\Delta x_{f_i}$  és una petita pertorbació dels paràmetres al model *fine*, resultat d'introduir una petita pertorbació als paràmetres del model  $\Delta x_{c_i}$ . Aquesta operació es repeteix  $m$  vegades, el que significa que es necessiten  $m$  simulacions EM per inicialitzar la matriu de Broyden. On  $m$  es l'ordre de la matriu de Broyden, que dependrà del nombre de paràmetres que es tinguin a  $\mathbf{x}_f$  o  $\mathbf{x}_c$ .

En els següents passos, la matriu és actualitzada per la fórmula clàssica de Broyden [7]:

$$\mathbf{B}^{j+1} = \mathbf{B}^j + \frac{f(\mathbf{x}_f^{(j)} + \mathbf{h}^{(j)}) - f(\mathbf{x}_f^{(j)} - \mathbf{B}^{(j)} \mathbf{h}^{(j)})}{\mathbf{h}^{(j)T} \mathbf{h}^{(j)}} \mathbf{h}^{(j)T} \quad (44)$$

Aquesta expressió es pot simplificar combinant-la amb (40)

$$\mathbf{B}^{(j+1)} = \mathbf{B}^{(j)} + \left( \frac{\mathbf{f}^{(j+1)} \mathbf{h}^T}{\mathbf{h}^{(j)T} \mathbf{h}^{(j)}} \right) \quad (45)$$

On  $\mathbf{f}^{(j+1)}$  s'obté avaluant (38).

La implementació de l'algoritme ASM es descriu al diagrama de flux de la Figura 22 extret de [8]. El procés va fent iteracions i acaba quan el mòdul de la funció error  $|\mathbf{f}(\mathbf{x}_f)|$  és menor que un cert valor llindar  $\eta$ .



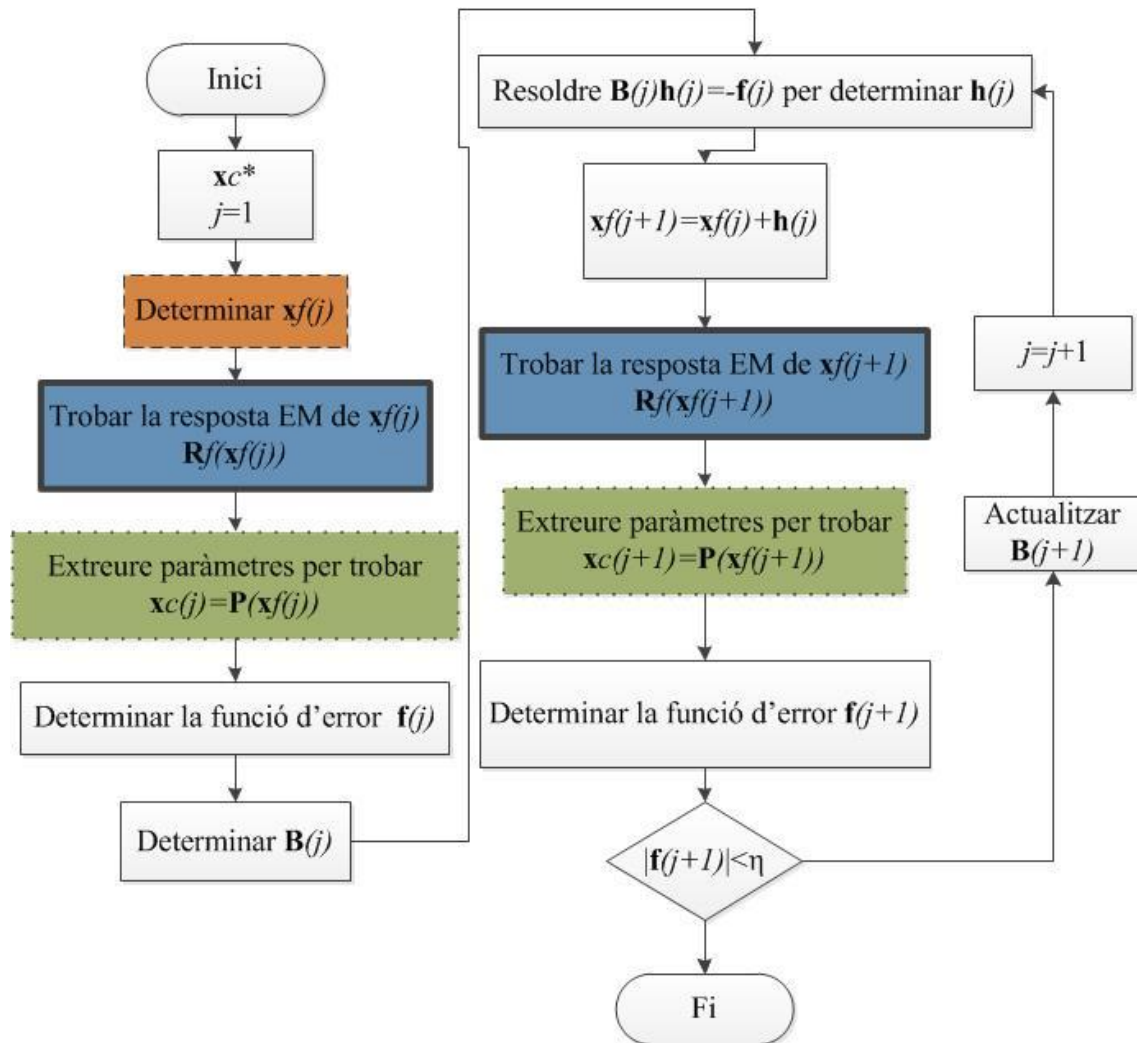


Figura 22: Diagrama de flux de l'algoritme ASM. Els passos corresponents al càlcul inicial de la geometria, la solució electromagnètica i l'extracció de paràmetres estan indicats amb línia dispersa, línia continua gruixuda i línia de punts respectivament.



## 4. ALGORITME ASM PEL FILTRE UWB

Es planteja implementar una eina que proporcioni una automatització i optimització dels filtres UWB de Levy, introduïts al capítol 2.2.2., mitjançant l'algoritme ASM introduïts al capítol 3.

Es vol que l'usuari, a partir d'unes especificacions com les freqüències de tall, l'ample de banda i el nombre de stubs en derivació, obtingui com a resultat les dimensions finals i optimitzades d'aquest tipus de filtre en el menor temps possible i amb cost computacional mínim.

Per poder ser implementat, l'algoritme serà programat mitjançant el programa *MATLAB*, la versatilitat del qual serà molt útil a l'hora de plasmar al codi tot l'algoritme de l'*Aggressive Space Mapping*.

Totes les simulacions EM que es duguin a terme durant el procés seran realitzades mitjançant *Agilent Design System Momentum*. Serà necessari realitzar alguns ajusts al programa d'optimització per a poder cridar des de *MATLAB* a aquestes simulacions correctament, ja que un dels punts clau de la síntesi automàtica és la realització de les pròpies simulacions sense necessitat de recórrer a la interfície gràfica de la suite *ADS*, utilitzant simplement la línia de comandes de *MATLAB*. L'explicació amb més grau de detall de com s'arriba a implementar aquesta part es pot trobar al punt 7.1 de l'annex.

El codi del programa implementat es podria subdividir en dos grans parts o blocs, la part d'optimització que utilitza els algoritmes ASM, blocs de línies discontinües i línies de punts de la Figura 23, i la part de síntesi del filtre i tractament i mostra de dades. La part d'optimització en aquest cas s'aplica sobre cada una de les línies i stubs de manera aïllada amb el codi desenvolupat a 4.1 i 4.2.

A la Figura 23 es mostra el diagrama de flux de l'algoritme implementat en el qual s'observa com primer s'obtenen  $\theta_c$  i  $\mathbf{Z}_0$  a partir d'especificacions de l'usuari

$(f_{c_1}, BW, N, h \text{ i } \epsilon_r)$  com a l'exemple de l'apartat 2.2.2.. Seguidament s'identifiquen i separen en dos vectors diferents les línies de transmissió interstubs i els stubs per a optimitzar posteriorment amb el codi de 4.1. i 4.2. respectivament. El bloc amb línia discontinua i punts, es trobaria l'algoritme d'optimització d'impedàncies que s'explicarà a 4.1.

Cada optimització de cada element requereix d'unes determinades iteracions amb l'algoritme ASM i per tant unes determinades simulacions EM, per tal de reduir el cost computacional que això comporta i, per tant, el temps que triga en executar-se el programa, s'han aplicat una sèrie d'optimitzacions a l'algoritme:

- Degut a la seva estructura simètrica, es pot prescindir d'optimitzar tots els stubs i n'hi ha suficient amb optimitzar-ne la meitat i duplicar de manera correcta els resultats reduint així a la meitat el temps de computació.
- Un altre paràmetre que és decisiu del temps i cost computacional, és el màxim nombre de punts a la simulació EM. Com que interessa agafar el valor a una sola freqüència, si aquest nombre màxim de punts en l'espectre freqüencial de la simulació és petit, no afectarà excessivament.
- Per últim també s'han implementat un parell d'interrupcions al programa, condicions en línia discontinua de la Figura 23:
  - L'algoritme està dissenyat per a donar un error màxim del 0.001% , si amb les aproximacions teòriques inicials l'error ja és menor a l'esmentat, el programa no iniciarà el procés d'optimització i passarà al següent.
  - A l'inici del programa s'ha implementat un codi que comprova si el *layout* resultant serà factible amb la tecnologia disponible, si no ho és es recomana canviar de substrat amb una finestra emergent i es finalitza el programa.

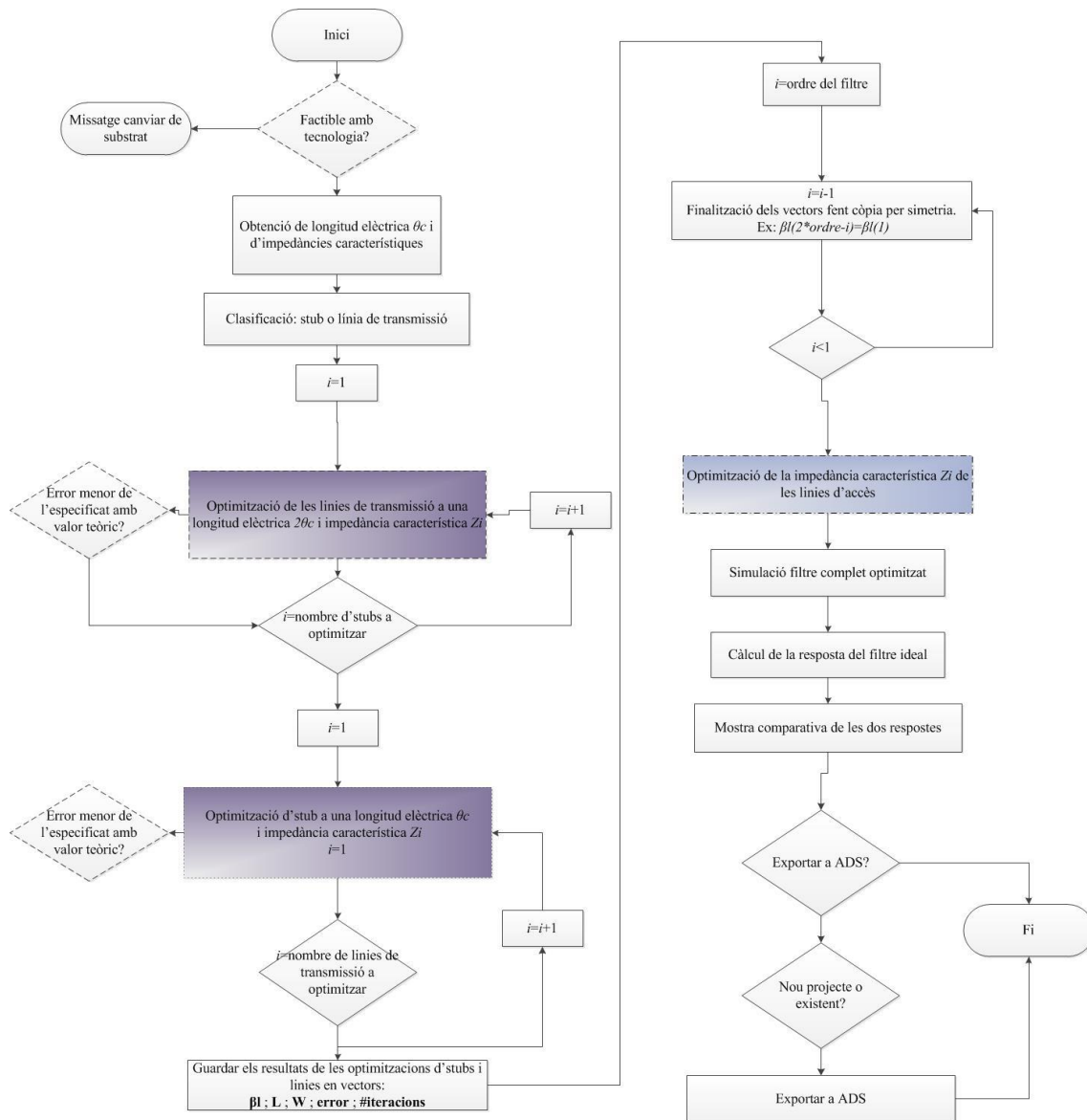


Figura 23: Diagrama de flux del programa d'optimització de filtres.

#### 4.1. Algoritme d'optimització de la impedància i longitud elèctrica d'una línia de transmissió

Per tal de millorar la resposta del filtre s'ha decidit optimitzar els stubs i línies per separat de manera aïllada, aquesta optimització es centrarà en obtenir una  $Z_0$  i  $\beta l$  òptimes.

Aquest algoritme està basat en l'algoritme d'*Aggressive Space Mapping*, explicat al capítol 3, patint les modificacions adequades a cadascun dels seus elements per tal d'adaptar-lo a aquest objectiu.

Aquest algoritme parteix de:

- Una longitud elèctrica òptima objectiu,  $\beta l^*$ .
- Una impedància elèctrica òptima objectiu,  $Z_0^*$ .

- Una freqüència d'operació,  $f_{c_1}$ .
- Un error màxim que ja s'ha prefixat a  $\eta = 0.001\%$ .
- Unes especificacions de substrat, tant gruix  $h$ , com permitivitat relativa  $\epsilon_r$ .

$\beta l^*$  i  $Z_0^*$  serien  $x_c^*$  en els seus corresponents algoritmes d'optimització de longitud elèctrica i d'impedància característica respectivament.

A la Figura 24 es pot observar l'algoritme implementat per a l'optimització d'una línia de transmissió, el qual es compon d'un algoritme d'optimització d'impedància, a partir del primer bloc amb línia discontinua i punts, i un algoritme d'optimització de longitud elèctrica, a partir del segon bloc amb línia discontinua i punts. Es pot observar com primerament al bloc amb línia discontinua es determina l'amplitud de la línia,  $W$ , necessària per complir la impedància característica  $Z_0^*$  utilitzant les equacions de 2.1.1.. Després es passa per un algoritme ASM d'optimització de la impedància i una vegada s'obté aquesta impedància òptima amb el mínim error, es procedeix a optimitzar la longitud elèctrica.

Tal com es pot deduir a partir de la Figura 24, l'algoritme d'optimització d'impedància i longitud elèctrica són molt semblants, per tant, a continuació s'explica l'optimització de la longitud elèctrica amb més profunditat.

Utilitzant les equacions introduïdes al capítol 2.1.1., es procedeix a determinar la longitud de la línia  $L^{(1)}$  que satisfà  $\beta l^* = 2\theta_c$  (bloc amb línia discontinua de la Figura 24), aquests càlculs es fan per a la freqüència  $f_{c_1}$ , amb tecnologia Microstrip i un substrat escollit. Seguidament es troba la resposta electromagnètica d'aquesta geometria, una línia de longitud  $L^{(1)}$  i d'amplada l'aconseguida amb l'algoritme d'optimització d'impedància anterior, a l'espai de simulació *fine* (primera iteració  $j=1$ ). Això correspon al bloc amb línia gruixuda de la Figura 24.

Com ja s'ha explicat a 3, és fonamental l'extracció de paràmetres (bloc amb línia de punts a la Figura 24) a partir de la funció de mapeig,  $\mathbf{P}$ , i de la resposta de la simulació EM recent obtinguda per poder obtenir els paràmetres de l'espai *coarse*,  $\mathbf{x}_c$ , que en aquest cas es tracta d'un únic paràmetre, la  $\beta l$ .

Per trobar la funció de mapeig que satisfà l'equació (36), és necessari recordar alguns conceptes sobre la longitud elèctrica que es mostren a continuació.

La longitud elèctrica,  $\beta l$ , expressa la distància de la càrrega en funció de la longitud d'ona, tal com s'ha vist a l'equació (16) aquest paràmetre depèn de la freqüència. La longitud elèctrica també es podria interpretar conceptualment com el desfasament entre la entrada i la sortida. S'ha de recordar també que el paràmetre  $S_{21}$  és la relació de transferència de potència al port 2 si s'injecta un senyal pel port 1. Per tant :

$$\cos(\beta l) = \frac{\cos(\phi_{S_{21}})}{|S_{21}|} \rightarrow \beta l = \cos^{-1} \left( \frac{\cos(\phi_{S_{21}})}{|S_{21}|} \right) \quad (46)$$

Si la línia té una impedància característica propera a  $50\Omega$  es considera adaptada, i per tant,  $|S_{21}| \approx 1$ .

L'expressió (46) seria doncs la funció de mapeig,  $\mathbf{P}$ , per a una línia de transmissió, doncs a partir d'un paràmetre del model *fine*,  $S_{21}$ , s'obté el paràmetre del model *coarse* ( $\mathbf{x}_c$ ),  $\beta l^{(j)}$ .

Abans de continuar amb l'explicació de l'algoritme, puntualitzar que pel cas de l'optimització d'impedància, la funció de mapeig  $\mathbf{P}$  seria directament  $Z_0$ , la impedància característica a la freqüència d'operació, doncs *ADS momentum* permet llegir-la directament.

El següent pas consisteix a determinar la primera funció error a partir de (38);  $f^{(1)} = \beta l^* - \beta l^{(1)}$ . Una vegada fet això, s'inicialitza la matriu de Broyden amb (42) i es troba  $h$  amb (40), per inicialitzar la matriu  $\mathbf{B}^{(1)}$  és necessària una variació a l'espai *fine* que proporioni  $\beta l_{11}$ , la qual es produeix forçant una simulació addicional amb  $L_{11} = L^{(1)} + L^{(1)} \cdot \delta$ , on  $\delta$  és una constant que pot variar entre 0.1 a 0.5. Finalment s'obté  $L^{(2)} = L^{(1)} + h$  (segona iteració,  $j=2$ ), es torna a simular, extreure paràmetres i obtenir la funció error ( $f^{(2)} = \beta l^* - \beta l^{(2)}$ ), si l'error encara és menor que 0.001%, s'entra en un bucle:

- i. Actualitzar la matriu de Broyden segons (45).
- ii. Es determina  $L^{(j+1)}$ , es troba  $\beta l^{(j)}$  a partir de  $\mathbf{P}$  i es troba  $f^{(j)}$ .
- iii. Si  $f^{(j)} < 0.001\%$  es surt del bucle i acabaria l'optimització, sinó ho és, es suma una iteració i es torna a repetir *i.* i *ii.*

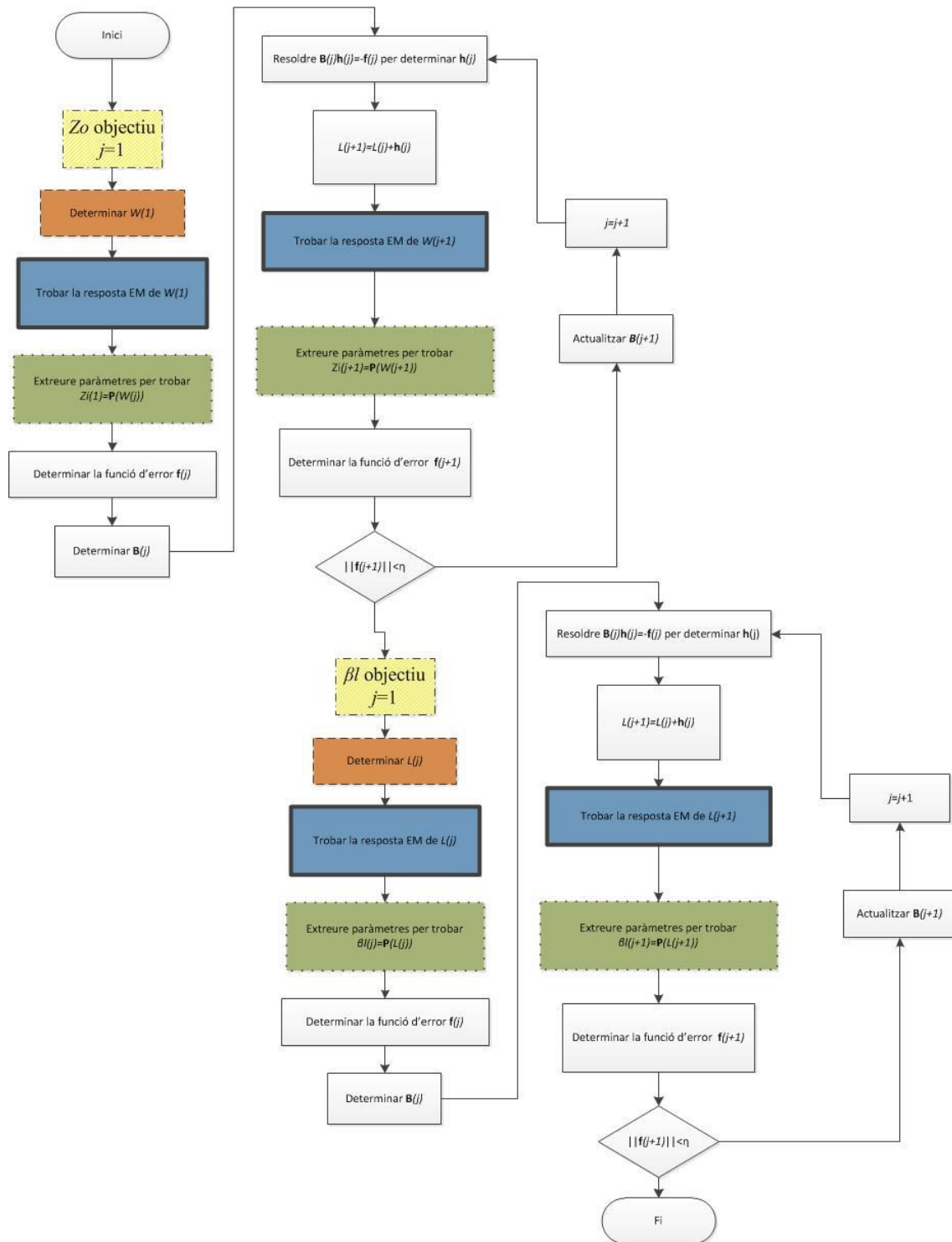


Figura 24: Diagrama de flux de l'algorisme ASM d'optimització de la impedància i longitud per a aquest cas.



## 4.2. . Algoritme d'optimització de la impedància i longitud elèctrica d'un stub acabat en curtcircuit

Aquest algoritme segueix un diagrama de flux igual al de la Figura 24 explicat a 4.1., ara bé, l'extracció de paràmetres (bloc amb línia de punts de la Figura 24) si que és diferent i és el que es comentarà a continuació en aquest apartat.

### Extracció de paràmetres d'un stub acabat en curtcircuit

El coeficient de reflexió és la relació entre la ona reflectida i la incident. Es pot expressar com:

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (47)$$

Per al cas particular d'un curtcircuit:  $Z_L \rightarrow 0 \rightarrow \Gamma_L = -1$ .

Que també es pot expressar de forma polar:  $\Gamma_L = |\Gamma_L| \cdot e^{j180^\circ} = 1 \cdot e^{j180^\circ}$

El mòdul del coeficient de reflexió no varia al llarg de la línia a diferència de la seva fase que si ho fa i per tant podem extreure les següents relacions per a una línia de transmissió adaptada i carregada amb un curtcircuit:

$$\Gamma(z) = \frac{V^-}{V^+} = \frac{V_0^- e^{j\beta z}}{V_0^+ e^{-j\beta z}} = \Gamma_L e^{2j\beta z} \quad (48)$$

Si  $z = -l$  podem expressar  $\Gamma_{in}$  com:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_L \cdot e^{-j2\beta l} = e^{180^\circ} \cdot e^{-j2\beta l} \quad (49)$$

Aïllant  $\beta l$  de (49) i sabent que  $\Gamma_{in} = \phi_{S_{11}}$ :

$$\beta l = \frac{-\phi_{S_{11}} + 180}{2} \quad (50)$$

En conclusió, (50) és la funció de mapeig per a una línia de transmissió carregada amb un curtcircuit, però aquesta expressió no és utilitzable amb el programa desenvolupat, doncs les impedàncies dels stubs del filtre UWB de Levy acostumen a ser molt més grans de la impedància dels ports,  $50 \Omega$ , i per tant els stubs no estan adaptats. No obstant això, s'ha trobat una altra relació a través de la impedància d'entrada d'un stub en curtcircuit i una relació per extreure la impedància d'entrada a través del paràmetre  $S_{11}$ :

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (51)$$

A partir de (51):

$$Z_{in} = -\frac{Z_0(1 + \Gamma_{in})}{\Gamma_{in} - 1} \quad (52)$$

(51) també es pot expressar com:

$$Z_{in} = -\frac{Z_0(1 + S_{11})}{S_{11} - 1} \quad (53)$$

Per altra banda  $\beta l$  es calcula a partir l'expressió de la impedància d'entrada per a una línia acabada en curtcircuit (18):

$$\beta l = \tan^{-1} \left( \frac{Z_{in}}{jZ_0} \right) \quad (54)$$

De manera que la funció de mapeig, **P**, per a aquest cas és:

$$\beta l = \tan^{-1} \left( \frac{\text{imag}(Z_{in})}{Z_0} \right) \quad (55)$$

On  $Z_{in}$ , la part real de la qual es considera despreciable, és calculada a partir de (53).

## 5. RESULTATS

Per tal de posar a prova l'eina creada en aquest projecte, es procedeix a provar primer la part d'optimització dels stubs implementada a 4.2 i posteriorment el programa sencer.

### 5.1. Proves d'optimització d'stubs sobre diferents substrats.

Es proposa optimitzar un stub en curtcircuit d'impedància característica  $Z_0 = 94.4882\Omega$  que es vol que tingui una  $\beta l = 35^\circ$  a 1.4 GHz amb un error del 0.001%. Aquesta optimització es fa sobre diferents substrats comercials, i es mostra l'evolució de l'error per cadascun d'ells. D'aquesta manera es comprova com l'error es va reduint al llarg de les iteracions fins a arribar a un valor del 0.001%.

- Arlon  $\epsilon_r = 2.4$  ;  $h = 0.675\text{mm}(26.57\text{mils})$ .

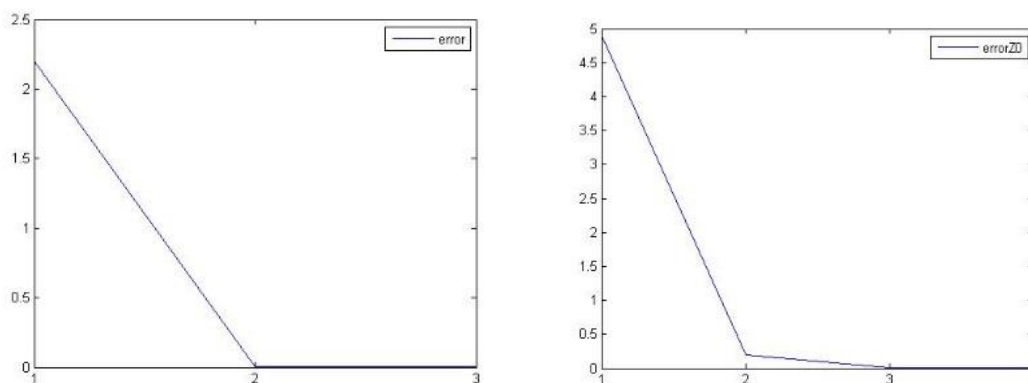


Figura 25: (a) Error  $\beta l$ . (b) Error  $Z_0$ .

- RO3010  $\epsilon_r = 10.2$  ;  $h = 1.27\text{mm}(50\text{mils})$

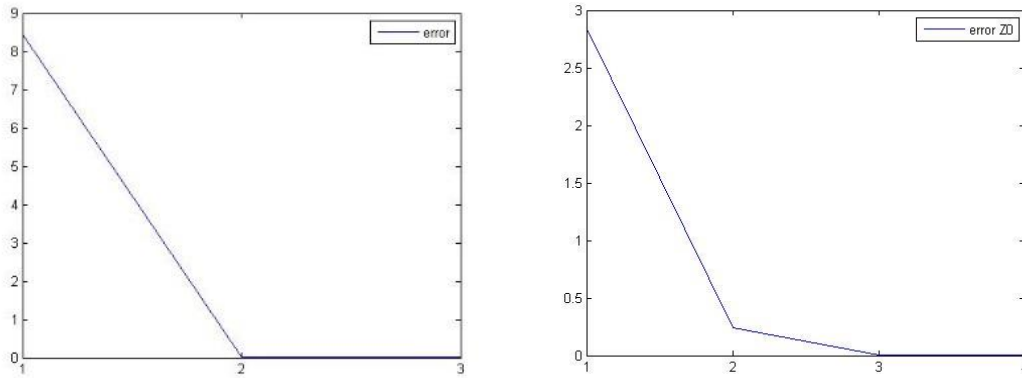


Figura 26: (a) Error  $\beta l$ . (b) Error  $Z_0$ .

- RO4003  $\epsilon_r=3.38$  ;  $h=0.8128\text{mm}(32\text{mils})$

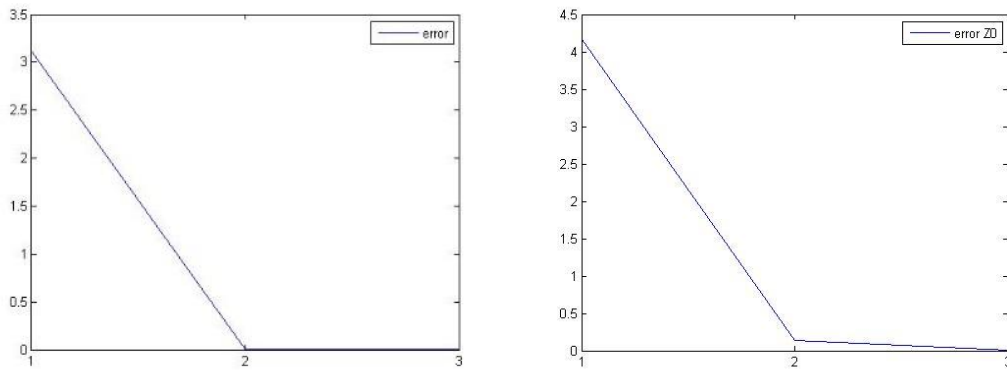


Figura 27: (a) Error  $\beta l$ . (b) Error  $Z_0$ .

Degut a una major permitivitat i gruix del substrat RO3010 respecte als altres, la via introdueix un desfasament més gran, i, per tant, l'error inicial de la longitud elèctrica és major, un 8.5% segons la Figura 26(a). L'error d'impedància inicial més gran es troba amb el substrat Arlon, quasi un 5% d'error segons la Figura 25(b). També es pot observar que en general optimitzar la impedància costa una iteració més que per a la longitud, a excepció del substrat RO4003 que ho aconsegueix amb només tres iteracions.

## 5.2. Proves sobre el programa de síntesi i optimització del filtre UWB.

Per comprovar el funcionament correcte del codi implementat, s'han plantejat diversos escenaris d'optimització amb diferents substrats comercials i bandes de pas.

Per cada escenari el filtre es compara amb:

- Una simulació elèctrica circuital, a nivell l'esquemàtic del filtre de línies ideals.

- ii. Una simulació electromagnètica amb *momentum* a partir de la geometria optimitzada.

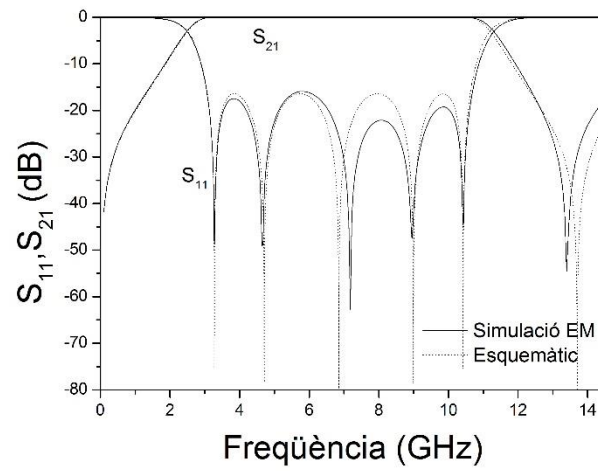


Figura 28: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=3.1$  GHz,  $BW=7.5$  GHz i ordre 5.

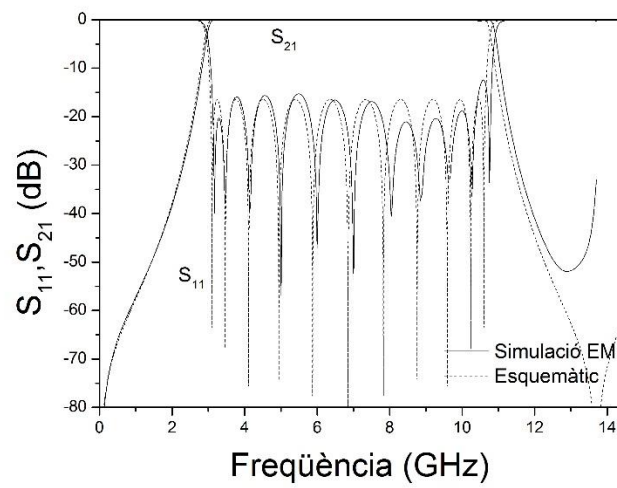


Figura 29: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=3.1$  GHz,  $BW=7.5$  GHz i ordre 11.

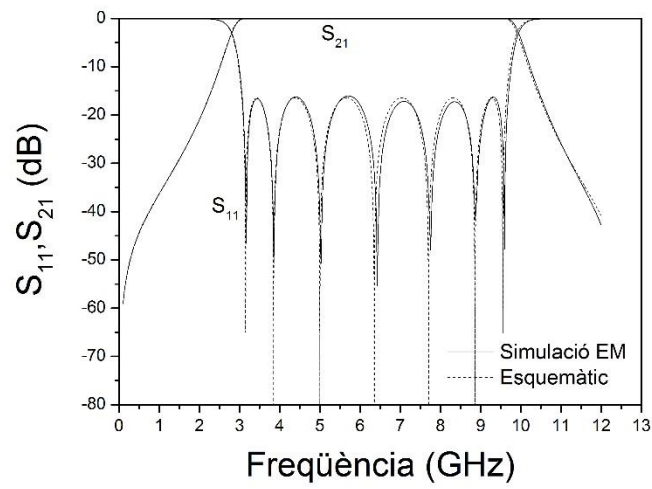


Figura 30: Filtre implementat sobre un substrat RO3003,  $h=0.13$  mm i  $\epsilon_r=3$ , amb  $f_{c1}=3.1$  GHz  $BW=6.5$  GHz i ordre 7.

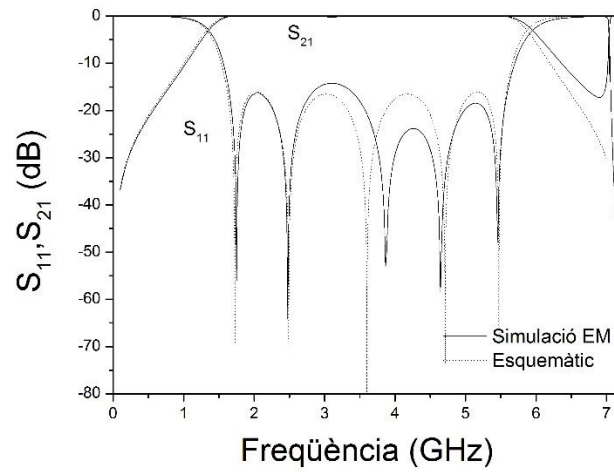


Figura 31: Filtre implementat sobre un substrat RO3010,  $h=1.27$  mm i  $\epsilon_r=12.5$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz  $BW=4.4$  GHz i ordre 5.

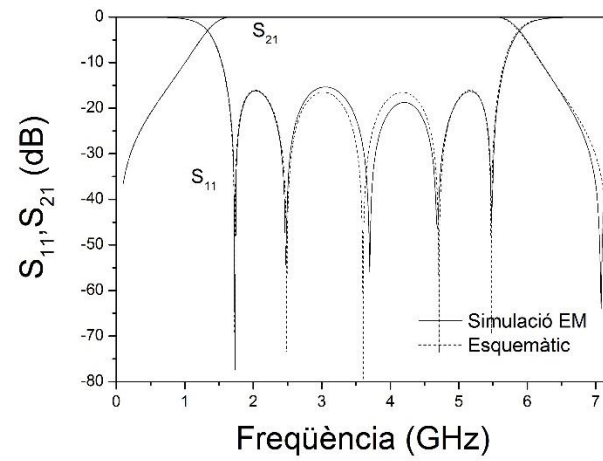


Figura 32: Filtre implementat sobre un substrat RO4003,  $h=0.8128$  mm i  $\epsilon_r=3.55$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.

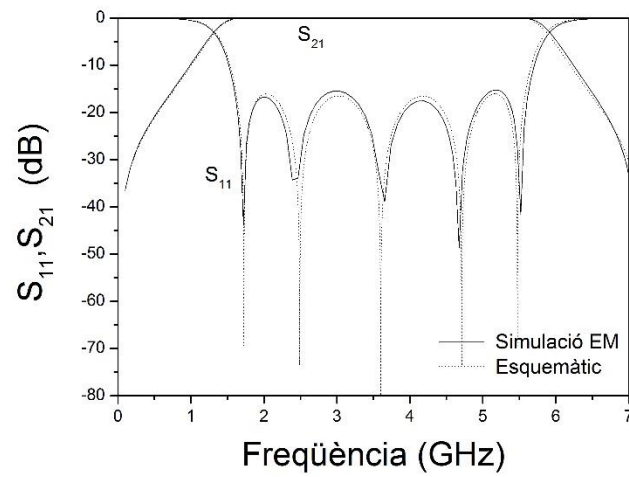


Figura 33: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.675$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz BW=4.4 GHz i ordre 6.

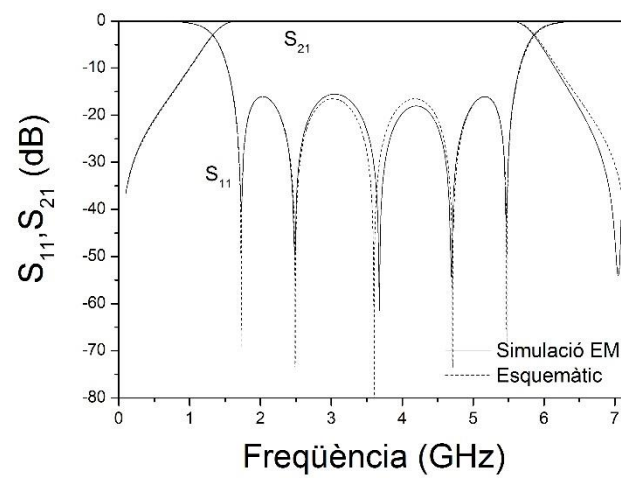


Figura 34: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.

Es pot observar com en tots els escenaris s'adapta quasi a la perfecció la simulació EM amb la simulació de l'esquemàtic ideal, proporcionant així un filtre amb unes pèrdues de retorn i ample de banda òptims.

### Fabricació

Es decideix fabricar tres exemples, els de les figures 28, 31, 32 i 34, i comparar les mesures obtingudes amb la simulació EM, i amb una simulació EM amb pèrdues, tant de dielèctric com de conductor.

Es pot observar com en tots els casos, les pèrdues de retorn mesurades són d'un nivell acceptable, majors de 10 dB. L'ample de banda es veu reduït en alguns casos uns 100, 200 MHz respecte a la simulació i en altres escenaris dóna exacte.

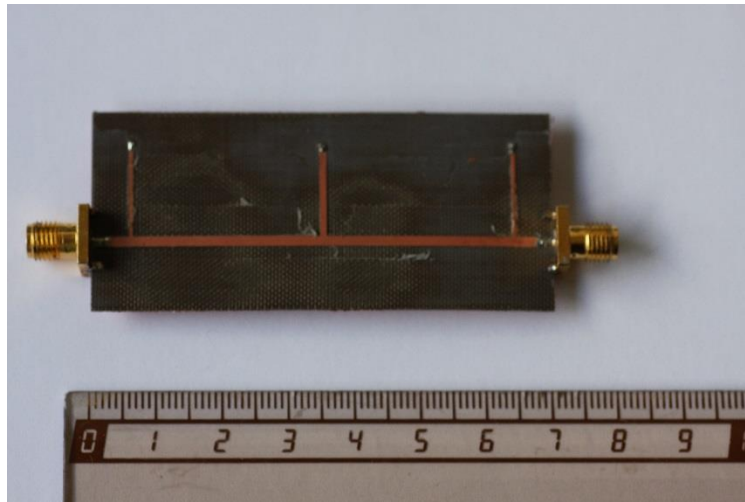


Figura 35: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.

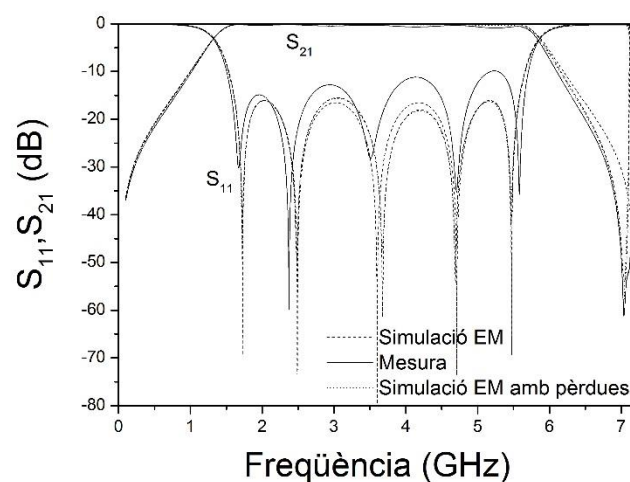


Figura 36: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c1}=1.4$  GHz BW=4.4 GHz i ordre 5.



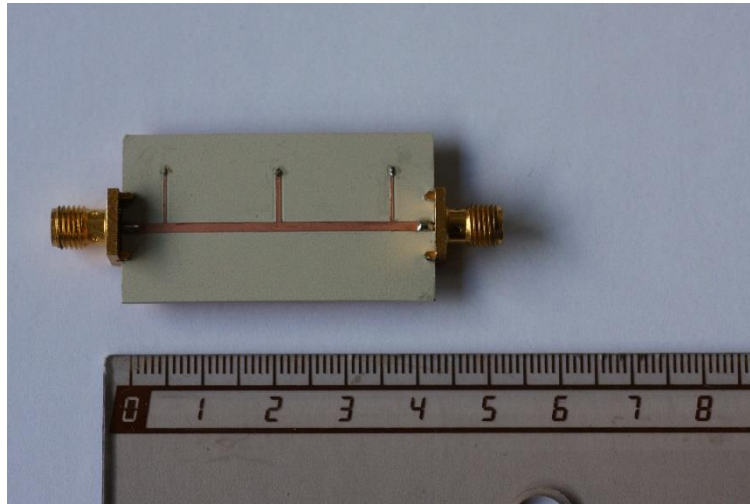


Figura 37: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat RO3010,  $h=1.27\text{ mm}$  i  $\epsilon_r=10.2$ , amb  $f_{c_1}=1.4\text{ GHz}$   $BW=4.4\text{ GHz}$  i ordre 5.

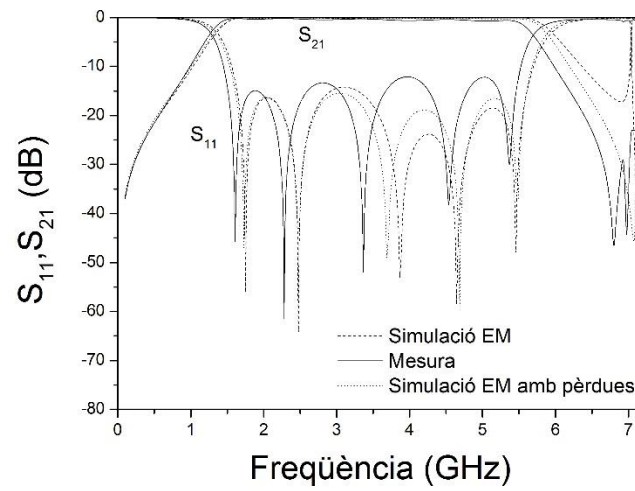


Figura 38: Filtre implementat sobre un substrat RO3010,  $h=1.27\text{ mm}$  i  $\epsilon_r=10.2$ , amb  $f_{c_1}=1.4\text{ GHz}$   $BW=4.4\text{ GHz}$  i ordre 5.

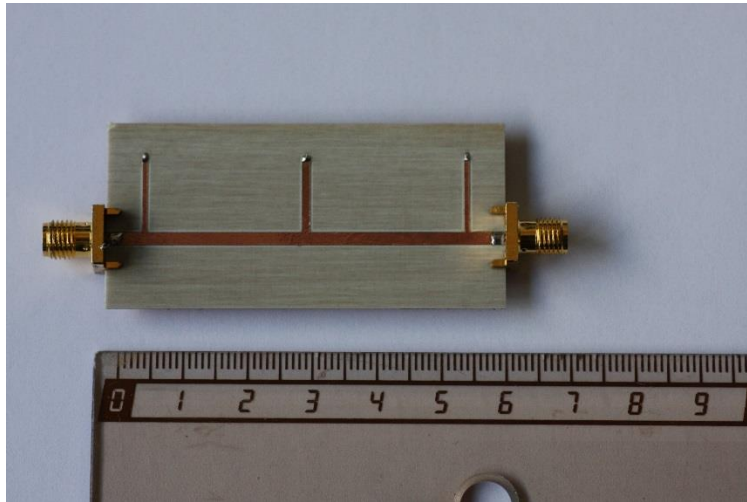


Figura 39: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat RO4003,  $h=0.8128$  mm i  $\epsilon_r=3.55$ , amb  $f_{c_1}=1.4$  GHz  $BW=4.4$  GHz i ordre 5.

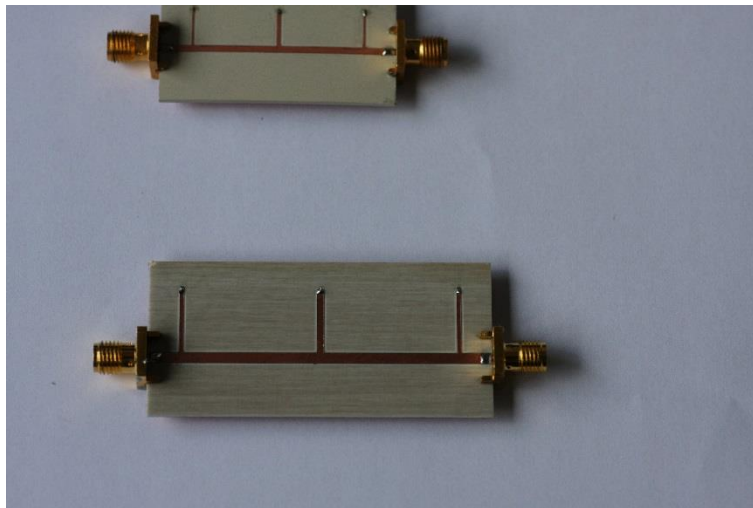


Figura 40: Comparació del filtre fabricat amb RO3010 i RO4003C, part superior i inferior de la imatge respectivament.

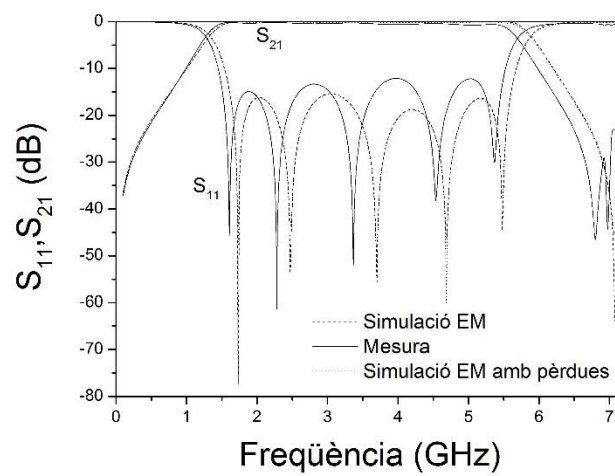


Figura 41: Filtre implementat sobre un substrat RO4003,  $h=0.8128$  mm i  $\epsilon_r=3.55$ , amb  $f_{c_1}=1.4$  GHz  $BW=4.4$  GHz i ordre 5.

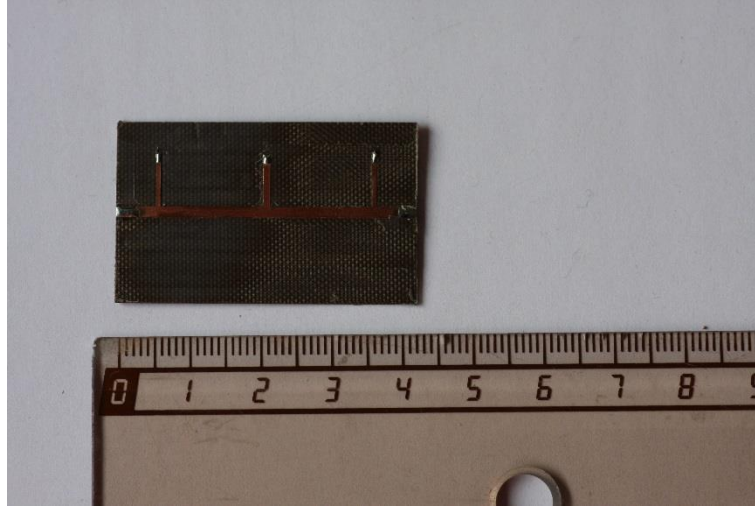


Figura 42: Fabricació del filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c_1}=3.1$  GHz , $BW=7.5$  GHz i ordre 5.

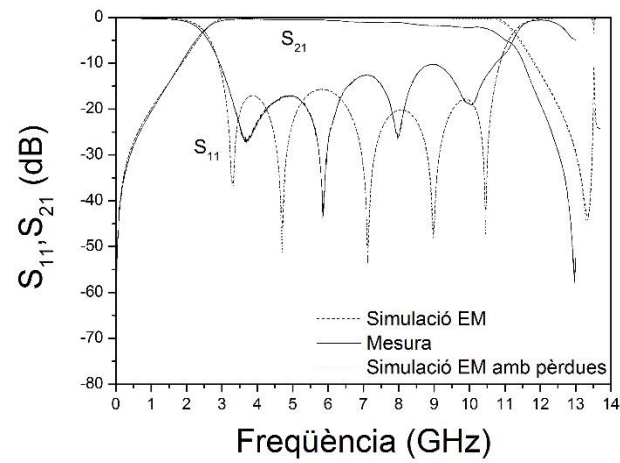


Figura 43: Filtre implementat sobre un substrat Arlon,  $h=0.49$  mm i  $\epsilon_r=2.4$ , amb  $f_{c_1}=3.1$  GHz , $BW=7.5$  GHz i ordre 5.



## 6. CONCLUSIONS

---

Aquest projecte té com a objectiu dissenyar un programa capaç d'automatitzar el procés de disseny i optimització d'un filtre UWB de Levy mitjançant la tècnica del *Aggressive Space Mapping*.

Per realitzar el programa de disseny del filtre en qüestió s'ha presentat la teoria bàsica de filtres aconseguint una resposta molt propera a la que s'esperaria d'un filtre ideal, esquemàtic, de les mateixes característiques tal i com s'ha pogut observar als resultats. S'ha pogut comprovar el correcte funcionament mitjançant escenaris diferents, però que han obtingut resultats positius tots ells, arribant a obtenir-se una optimització dintre dels límits d'error desitjats.

Per tant, es demostra que es pot automatitzar la síntesi d'aquest tipus de filtres, reduint el temps de disseny i facilitant la vida del dissenyador. La qual cosa és de potencial interès.

A més, el procés que es realitza mostra una bona eficiència, podent realitzar la optimització en un nombre reduït d'iteracions i de manera totalment desatesa.

Al programa també se li ha afegit unes interfícies i representacions gràfiques que faciliten l'ús i accessibilitat al mateix, també permet exportar el filtre directament a un projecte nou de ADS *momentum* o a un d'existent i continuar treballant des d'aquesta interfície.

### Línies futures

- Incorporar un mòdul per substituir les línies interstubs per línies carregades amb EBG's sintonitzats per eliminar espuris fora de la banda d'interès. Tal com es fa a [4] però de forma automatitzada i optimitzada.
- Fer servir el programa com a base pel disseny de filtres diferencials i incorporar un mòdul pel rebuig del mode comú tal com es fa a [9].
- Estudiar els límits de síntesi per aquest tipus de filtres de forma que el programa permeti optimitzar només estructures viables donada una tecnologia concreta.

- Estudiar la interconnexió dels stubs, ja que aquests salts d'impedància podrien causar no idealitats a la resposta.

## 7. ANNEX

---

### 7.1. Matlab i ADS momentum

ADS *momentum* utilitza un conjunt de fitxers on es troba tota la informació del *layout* i simulació. L'objectiu d'aquest annex és mostrar com s'ha fet perquè *MATLAB* pugui controlar un simulador EM comercial i transferir la informació a l'algoritme ASM, tal com s'explica a [8], creant aquests fitxers des de la línia de comandes de *MATLAB*.

Entre aquests arxius es troben per exemple:

- L'arxiu de tecnologia *.tch* proporciona al simulador les dades dels paràmetres del substrat, com la permitivitat o el gruix del coure i substrat.
- L'arxiu d'opcions de simulació *.opt* que proporciona els paràmetres de mallat. També indica la ruta on es guardaran els resultats de les simulacions *.ds*.
- L'arxiu d'estímuls *.sti* determinarà el tipus de simulació que es realitzarà (lineal, adaptativa, single point...), el rang freqüencial i el màxim de punts que es calcularan a cada freqüència.
- L'arxiu *proj* on es troben les coordenades del *layout*.

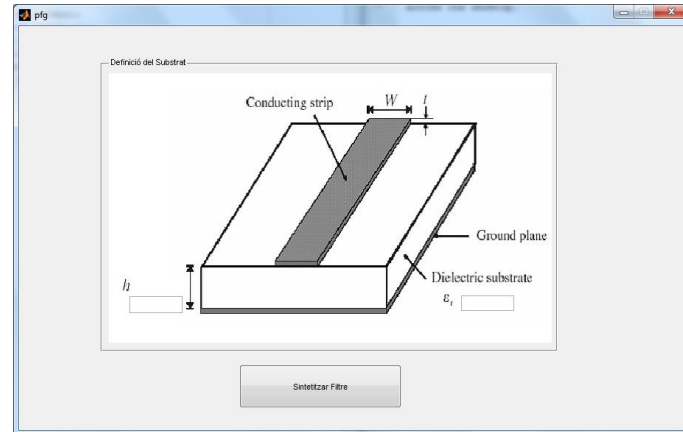
### 7.2. Interfície gràfica

A la Figura 43 es poden observar les dues interfícies gràfiques de les que disposa el programa. Una vegada definit el substrat amb la interfície de la Figura 44(a), es crida a la interfície de la Figura 44(b). Aquesta segona interfície té més elements, al panell de input s'introdueixen les variables d'entrada. Al panell output es mostren  $W$  i  $L$  òptimes per a cada línia i stub i a la part inferior hi apareixen resultats parcials de les optimitzacions com:

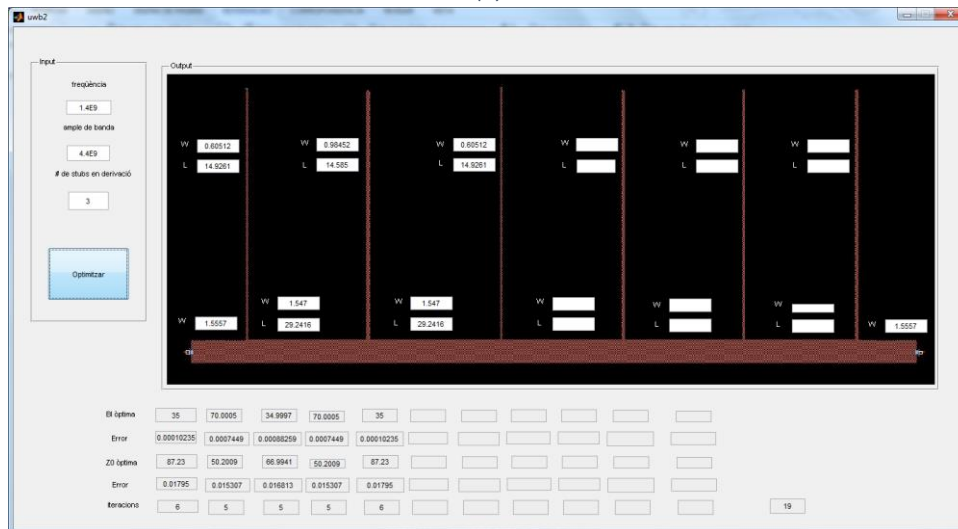
- La longitud elèctrica de cada stub i línia aconseguida amb cada optimització.
- L'error comés amb aquestes.
- La impedància característica obtinguda amb cada optimització.

- Les iteracions necessàries a cada optimització i les totals.

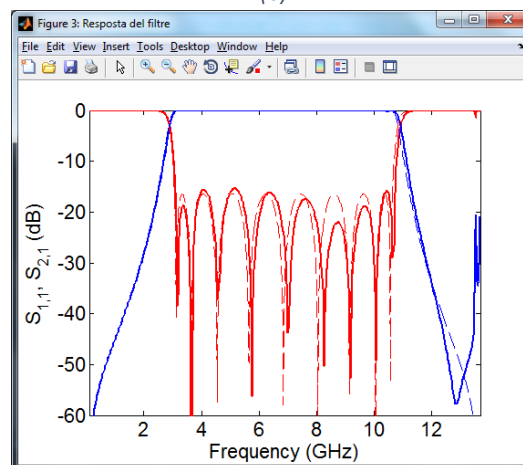
Quan el programa acaba apareix la finestra emergent de la Figura 44(c), la qual mostra la comparació de la resposta del filtre ideal i de la simulació electromagnètica amb la geometria obtinguda i una finestra emergent preguntant si es vol exportar a ADS.



(a)



(b)



(c)

Figura 44: (a) Interfície gràfica 1, definició del substrat. (b) Interfície gràfica 2, definició i obtenció dels valors del filtre i resultats de les optimitzacions intermèdies. (c) Finestra emergent al final de la optimització comparant la resposta ideal del filtre amb la simulació electromagnètica del filtre sintetitzat.



## REFERÈNCIES

---

- [1] D. M. Pozar, *Microwave Engineering – Second Edition*, Nova York: John Wiley & Sons, inc., 1998.
- [2] J.-S. HONG, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [3] J. Mata-Contreras, [Presentació-Apunts] *Diseño de Filtros mediante Elementos Discretos*, Bellaterra, 2014.
- [4] J. García-García, J. Bonache i F. Martín, «Application of Electromagnetic Bandgaps to the Design of Ultra-Wide Bandpass Filters With Good Out-of-Band Performance,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 54, núm. 12, pp. 4136-4140, 2006.
- [5] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, R. H. Hemmers i K. Madsen, «Electromagnetic optimization exploiting aggressive space mapping,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, núm. 12, pp. 2874-2882, Dec. 1995.
- [6] J. W. Bandler, R. M. Biernacki, S. H. Chen, P. A. Grobelny i R. H. Hemmers, «Space Mapping Technique for Electromagnetic Optimization,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 42, núm. 12, pp. 2536-2544, 1994.
- [7] J. W. Bandler, Q. S. Cheng, S. A. Dakrouy, A. S. Mohamed, M. H. Bakr, K. Madsen i J. Søndergaard, «Space Mapping: The State of the Art,» *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES*, vol. 52, núm. 1, pp. 337-361, 2004.
- [8] J. Selga, *Synthesis of Microwave Circuits Based on Metamaterials using Aggressive Space Mapping Algorithms*, Bellaterra: Universitat Autònoma de Barcelona, 2013.
- [9] P. Vélez, J. Bonache, F. Martín i J. Mata-Contreras, «Ultra-Wideband (UWB) Balanced Bandpass Filters with Wide Stop Band and Intrinsic Common-Mode Rejection Based on Embedded Capacitive Electromagnetic Bandgaps (EBG),» de *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS 2014)*, Tampa, FL (USA), 1-6 Juny, 2014.



Bellaterra, Juliol del 2014

---

Firmat: David Eslava Sabaté





## RESUM

En aquest projecte es tracta la síntesis i optimització automatitzada de filtres UWB (*Ultra-Wide Band*) de Levy, del qual s'adquiriran prèviament els coneixements necessaris per a la seva correcta implementació. A partir d'aquestes dades es realitzarà un programa que sintetitzi de manera automàtica un filtre UWB partint d'especificacions. Això es durà a terme utilitzant la tècnica coneguda com *Aggressive Space Mapping* (ASM), que permet, mitjançant la modificació de la geometria del circuit en base a l'error de les simulacions EM, la optimització de la estructura inicial.

## RESUMEN

En este proyecto se trata la síntesis y optimización automatizada de filtros UWB (*Ultra-Wide Band*) de Levy, del que se adquirirán previamente los conocimientos necesarios para su correcta implementación. A partir de estos datos se realizará un programa que sintetice de manera automática un filtro UWB partiendo de especificaciones. Esto se llevará a cabo utilizando la técnica conocida como *Aggressive Space Mapping* (ASM), que permite, mediante la modificación de la geometría del circuito en base al error de las simulaciones EM, la optimización de la estructura inicial.

## ABSTRACT

In this project, the automated synthesis and optimization of UWB (Ultra-Wide Band) Levy's filters is proposed, previously acquiring the necessary knowledge for its proper implementation. From this data, a program that synthesizes automatically an UWB filter starting from specifications based on initial values will be created. This filter will be done using Aggressive Space Mapping (ASM) technique, which allows, through circuit geometry modifications based on the EM simulations error, optimize the initial structure.

